Karlsruher Forschungsberichte aus dem
Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Band
99

Benjamin Nuß

Frequenzkamm-basiertes breitbandiges MIMO-OFDM-Radar

KIT Scientific Publishing

Benjamin Nuß

Frequenzkamm-basiertes breitbandiges MIMO-OFDM-Radar

Karlsruher Forschungsberichte
aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick
Prof. Dr. Ing. Ahmet Cagri Ulusoy

Band 99

Eine Übersicht aller bisher in dieser Schriftenreihe erschienenen Bände finden Sie am Ende des Buches.

Frequenzkamm-basiertes breitbandiges MIMO-OFDM-Radar

von
Benjamin Nuß

KIT Scientific Publishing

Karlsruher Institut für Technologie
Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Frequenzkamm-basiertes breitbandiges MIMO-OFDM-Radar

Zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs
von der KIT-Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik des
Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) genehmigte Dissertation

von Benjamin Nuß, M.Sc.

Tag der mündlichen Prüfung: 25. Oktober 2021
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick
Korreferent: Prof. i. R. Dr. rer. nat. Friedrich K. Jondral

Impressum

KIT Scientific Publishing

Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
KIT Scientific Publishing
Straße am Forum 2
D-76131 Karlsruhe

KIT Scientific Publishing is a registered trademark
of Karlsruhe Institute of Technology.
Reprint using the book cover is not allowed.

www.ksp.kit.edu

Print on Demand 2022 – Gedruckt auf FSC-zertifiziertem Papier

ISSN 1868-4696
ISBN 978-3-7315-1203-5
DOI 10.5445/KSP/1000146638

Vorwort des Herausgebers

Neben der allgegenwärtigen Funkkommunikation ist die Radarsensorik heute die wichtigste Anwendung der Hochfrequenztechnik. Radare sind längst nicht nur in der Luft- und Raumfahrt oder der Verteidigung im Einsatz. In vielen Bereichen des täglichen Lebens begegnen uns heute Radare, ohne dass wir dies explizit bemerken. Speziell die Bewegungsdetektion, z. B. zum Öffnen von Türen, oder auch in Alarmanlagen, ist weit verbreitet. Dank der enormen Fortschritte in der Halbleitertechnologie ist die Automobilumfeldsensorik ein weiteres wichtiges Anwendungsfeld geworden, in dem Radarsysteme in den letzten 20 Jahren Einzug hielten. Radarsysteme bieten zwar bei Weitem nicht die Auflösung optischer Systeme, können aber im Gegensatz zu diesen auch bei schlechten Witterungsbedingungen noch brauchbare Messwerte liefern. Diese Eigenschaft ist auch der Grund für den zunehmenden Einsatz von Radaren im industriellen Umfeld mit der berührungslosen Füllstandmessung von Flüssigkeiten als momentanem Haupteinsatzfeld. Im Gegensatz zu den zuvor genannten Anwendungen besteht die Aufgabe des Radarsensors bei den industriellen Anwendungen bisher meist aus der möglichst genauen Abstandsbestimmung nur eines Ziels. Unterschiedliche Anwendungen benötigen unterschiedliche Messauflösungen, -genauigkeiten, -sichtbereiche usw. Insbesondere in den letzten zwei Jahrzehnten wurde dazu eine Vielzahl unterschiedlicher Systemarchitekturen und Radarmessverfahren mit unterschiedlichen Vor- und Nachteilen entwickelt. Die sogenannten „Chirp Sequence“-Verfahren stellen dabei den optimalen Kompromiss hinsichtlich Hardwareaufwand (und damit Kosten) und großem Dynamikbereich sowie Auflösung und Trennung zwischen Doppler und Entfernung für Kfz-Radare dar. Durch die zunehmende Forderung nach Winkelauflösung und damit nach MIMO-Systemen (engl. *Multiple-Input-Multiple-Output*) stößt das Verfahren allerdings an seine Grenzen, da nur in überschaubarem Umfang orthogonale Sendesignale genutzt werden können. In dieser weltweiten Suche nach neuen und für bestimmte Anwendungsfälle optimalen Radarkonzepten ist auch die Arbeit von Herrn Dr.-Ing. Benjamin Nuß angesiedelt.

Herr Nuß hat ein neuartiges Frequenzkamm-basiertes MIMO-OFDM-Radarprinzip erfunden und zum Patent angemeldet. Im Gegensatz zum klassischen OFDM-Radar ermöglicht das neue Verfahren eine Reduktion der benötigten Abtastraten bei gleichbleibender Signalbandbreite und damit auch gleicher Entfernungsauflösung ohne den Einsatz von Zeitmultiplex. Er hat die Signalverarbeitungsschritte des klassischen OFDM-Radars an das neue Konzept angepasst sowie alle Limitierungen und Performanzparameter der beiden Verfahren im Detail analysiert und beschrieben. Die Arbeit ist damit eine exzellente Vorlage für jeden Radar-Systemingenieur. Um das Konzept auch messtechnisch verifizieren zu können, hat Herr Nuß einen eigenen Demonstrator mit vier Subbändern sowie vier Sende- und vier Empfangsantennen realisiert. Damit gelang ihm erfolgreich der Nachweis der vorhergesagten Messperformanz. Das neuartige Radarverfahren von Herrn Nuß eröffnet die Option, die Vorteile eines digitalen, OFDM-basierten Radarsystems ohne die bisher benötigten hohen Abtastraten zu nutzen. Ich bin mir sicher, dass der neuartige Ansatz insbesondere in der Industrieautomatisierung Anwendung finden wird. Herrn Nuß wünsche ich, dass sein enormes Fachwissen und sein exzellentes Organisationstalent ihn auch weiterhin zu wissenschaftlichen und wirtschaftlichen Erfolgen führen werden.

Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick
– Institutsleiter –

Zusammenfassung

In den vergangenen Jahren haben digitale Modulationsverfahren einen immer größeren Stellenwert für Anwendungen im Radarbereich erfahren. Treiber dieser Entwicklung sind einerseits die immer leistungsfähigere digitale Hardware, die eine echtzeitfähige Realisierung solcher Radarsysteme überhaupt erst ermöglicht hat, und andererseits bei den Applikationen vor allem der Automobilradarbereich. Dieser fordert neben stetig steigenden Auflösungen oftmals eine hohe Flexibilität der Wellenformen sowie eine möglichst gute Interferenzrobustheit. Eines der Modulationsverfahren, das aktuell besonders im Fokus der Untersuchungen steht, ist *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing* (OFDM), das sich auch im Mobilfunkbereich großer Beliebtheit erfreut. Ein Nachteil im Vergleich zu anderen gängigen Radarverfahren wie beispielsweise *Fast Chirp Sequence* (FCS) ist die Notwendigkeit von sehr hohen Abtastraten, die in der Größenordnung der abgedeckten Hochfrequenzbandbreite liegen müssen.
Genau bei diesem Punkt setzt die vorliegende Arbeit an. Sie stellt eine neuartige Erweiterung des klassischen OFDM-Radar-Ansatzes vor, mit dessen Hilfe die Signalbandbreite im Radarkanal vergrößert werden kann, ohne gleichzeitig die Abtastraten der Digital-Analog- und Analog-Digital-Wandler erhöhen zu müssen. Hierdurch kann trotz eines Verzichts auf schnelle und daher teure Wandler die oftmals geforderte hohe Entfernungsauflösung erreicht werden. Sendeseitig wird dafür ein schmalbandiges OFDM-Signal mit einem Frequenzkamm hochgemischt, dessen Kammfrequenzen untereinander einen Abstand aufweisen, der genau der Bandbreite des Basisbandsignals entspricht. Im Sendesignal ist hierbei jedoch nur ein kleiner Teil der möglichen Unterträger belegt. Auf diese Weise entstehen Lücken, die im Empfänger dazu genutzt werden können, alle Unterträger des breitbandigen Signals in einem schmalen Frequenzband eigeninterferenzfrei zu vereinen. Hierzu wird das Empfangssignal mit einem zweiten Frequenzkamm heruntergemischt, dessen Abstände kleiner ausfallen als im Sender. Hierdurch können die Unterträger aller Subbänder in dem beschriebenen Frequenzband untergebracht werden, dessen Bandbreite genau so groß wie die des ursprünglichen OFDM-Basisbandsignals ist. Aus diesem Grund genügt

auch im Empfänger eine Abtastrate, die identisch zu jener im Sender ist, ohne dass wichtige Informationen des breitbandigen Signals im Radarkanal verloren gehen. Da alle Unterträger orthogonal zueinander sind, können sie nach der Abtastung separiert und das breitbandige Spektrum digital rekonstruiert werden. In der vorliegenden Arbeit werden alle diesbezüglich notwendigen Verfahrensschritte zur Signalerzeugung und -verarbeitung detailliert beschrieben sowie ausführliche Untersuchungen zur erreichbaren Performanz des Ansatzes und dessen Limitierungen durchgeführt.

Neben der Schätzung von Entfernung und Geschwindigkeit spielt in der Zwischenzeit bei vielen Anwendungen auch die Winkelinformation eine wichtige Rolle. Aus diesem Grund wurde das entworfene *Frequency-Comb-OFDM-Radar*-Verfahren für den Einsatz in MIMO-Systemen, die eine solche Winkelbestimmung ermöglichen, erweitert. Grundlage hierfür war in erster Linie das bereits existierende *Subcarrier Interleaving*, das um die Möglichkeit einer unregelmäßigen Unterträgerbelegung in Verbindung mit einem *Compressed-Sensing*-Algorithmus zur Entfernungsschätzung ergänzt wurde.

Zur messtechnischen Verifikation des Verfahrens wurde zudem ein Demonstrator mit vier Sende- und vier Empfangskanälen aufgebaut, der zusätzlich die Hochfrequenzbandbreite um den Faktor vier vergrößern kann. Mit diesem System wurden in einer reflexionsarmen Kammer erfolgreich Radarmessungen durchgeführt, die die Funktionsfähigkeit des Frequenzkamm-basierten Ansatzes bestätigen konnten. Darüber hinaus ließ sich mithilfe eines analogen Radarzielsimulators auch der hohe Eindeutigkeitsbereich in Geschwindigkeitsrichtung demonstrieren, der einen weiteren Vorteil des entworfenen Verfahrens darstellt.

Abstract

In the past few years, digital modulation schemes have become more and more important for radar applications. The drivers of this development are, on the one hand, increasingly powerful digital hardware platforms, which made real-time implementation of such radar systems possible in the first place, and, on the other hand, the automotive radar sector, which demands high resolutions, flexibility of the waveforms and the best possible interference robustness. One of the modulation schemes that research is currently focusing on is orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM), which is also very popular in mobile communications. A disadvantage compared to other common schemes such as fast chirp sequence (FCS) is the need for very high sampling rates, which must be in the same range as the signal bandwidth covered.

This challenge is the starting point of the following work. It presents an extension of the classical OFDM radar approach that enables the enhancement of the bandwidth in the radar channel without increasing the sampling rates of the digital-to-analog or analog-to-digital converters in the transmitter and receiver. In this way, the often required high range resolution can be achieved without using expensive converters with high sampling rates. For this purpose, a narrowband OFDM signal is upconverted with a frequency comb whose frequency spacing corresponds exactly to the bandwidth of the baseband signal. In the transmit signal only a fraction of the possible subcarriers is occupied in order to provide gaps in such a way that all subcarriers of the broadband signal can be combined in a narrow frequency band in the receiver. For this purpose, the received signal is downconverted with a second frequency comb whose spacing is diminished in comparison to the transmitter. As a result, the subcarriers of all subbands can be accommodated without overlapping in a common frequency band whose bandwidth is identical to that of the original OFDM baseband signal. For this reason, the same sampling rate as in the transmitter is sufficient for the analog-to-digital converter in the receiver without losing important information from the broadband signal in the radar channel. Since all subcarriers are orthogonal to each other, they can be separated after

the digitalization and the broadband spectrum can be reconstructed digitally. In the present work, all necessary steps for signal generation, capturing and processing are described in detail and thorough investigations are carried out on the achievable performance and the limitations of the approach.
Since most radars on the market now have the ability to estimate the angles of arrival, the proposed frequency comb OFDM radar scheme has been extended for use in MIMO systems. The basis for this was primarily the already existing spectrally subcarrier interleaving, which was supplemented by the additional option of nonequidistant interleaving in conjunction with a compressed sensing algorithm for range estimation.
In order to verify the functionality of the scheme by real measurements, a demonstrator with four transmit and four receive channels, that can also increase the radio frequency bandwidth by a factor of four, was designed and built. With this system in place, proof of concept measurements were successfully carried out in an absorber chamber, which could demonstrate the functionality of the frequency comb-based approach. In addition, with the help of an analog radar target simulator, it was also possible to demonstrate the high unambiguous velocity, which is a further advantage of the developed scheme.

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT). Mein erster Dank gilt daher meinem Hauptreferenten Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick für seine wertvolle Unterstützung während meiner Zeit am Institut und insbesondere für die Möglichkeit, eigenständige Ideen konsequent verfolgen und umsetzen zu können. Neben den fachlichen Diskussionen konnte ich von ihm zudem einiges über das geschickte Vorgehen beim Schreiben eines Projektantrags lernen und durch die zahlreichen Kooperationen des IHE vielfältige Kontakte knüpfen. Mein weiterer Dank gilt Prof. i. R. Dr. rer. nat. Friedrich K. Jondral für das Interesse an meiner Arbeit sowie für die Übernahme des Korreferats.

Darüber hinaus möchte ich mich bei allen aktuellen und ehemaligen Kollegen und Mitarbeitern des IHE bedanken. Diese haben nicht nur zu einem angenehmen Arbeitsumfeld mit zahlreichen Freundschaften beigetragen, sondern werden mir die Zeit am IHE auch durch vielfältige Aktivitäten außerhalb des eigentlichen Arbeitens immer in angenehmer Erinnerung bleiben lassen. Besonders hervorheben möchte ich dabei Sören Marahrens und Jonathan Mayer, mit denen ich bereits während des Studiums am KIT so manche herausfordernde Stunde und Prüfung meistern konnte. Auch Leen Sit, die mich zu Beginn meiner Zeit am IHE unter ihre Fittiche genommen und in die Geheimnisse des OFDM-Radars eingeweiht hat, möchte ich namentlich danken. Um in diesem Reigen zu bleiben, gilt mein weiterer Dank Axel Diewald, mit dem ich unzählige spannende Experimente und Messungen am IHE durchführen konnte, die zu der ein oder anderen Veröffentlichung geführt haben. Auch meine beiden Zimmerkollegen Basim Alabd und Lucas Giroto de Oliveira, die das Radarteam mittlerweile verstärkt haben, trugen durch ausgiebige fachliche Diskussionen zum Gelingen meiner Arbeit bei.

Nicht zuletzt möchte ich mich auch bei meiner Familie für ihre stete Unterstützung bedanken, die mir durch das ein oder andere Tal hindurch geholfen und bei jeglichen Höhen und Tiefen beigestanden hat. Insbesondere seien hierbei

meine beiden Söhne Paul und Jonah erwähnt, die mir durch zahlreiche geplante und auch ungeplante Pausen die notwendige Ablenkung verschafft und dabei so manches Lächeln aufs Gesicht gezaubert haben.

Karlsruhe, im August 2021

Benjamin Nuß

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungen und Symbole

Abkürzungen

ACDC	*All-cell Doppler correction* (dt. Dopplerkorrektur aller Zellen)
AD	Analog-digital
ADC	*Analog-to-digital converter* (dt. Analog-Digital-Wandler)
AWGN	*Additive white Gaussian noise* (dt. additives weißes gaußsches Rauschen)
BB	*Baseband* (dt. Basisband)
BMBF	Bundesministerium für Bildung und Forschung
BP	Bandpass
BP	*Basis Pursuit*
CDM	*Code-division multiplexing* (dt. Codemultiplexverfahren)
CFAR	*Constant false alarm rate* (dt. konstante Falschalarmrate)
CIC	*Cascaded integrator-comb filter* (dt. Integrator-Differentiator-Filter)
CP	*Cyclic prefix* (dt. zyklisches Präfix)
CS	*Compressed sensing* (dt. komprimierte Erfassung)
CUT	*Cell under test* (dt. zu prüfende Zelle)
DA	Digital-analog
DAC	*Digital-to-analog converter* (dt. Digital-Analog-Wandler)

DC *Direct current* (dt. Gleichstrom/-spannung)

DDC *Digital downconverter/downconversion* (dt. digitaler Mischer zum Heruntermischen/digitales Heruntermischen)

DoA *Direction of arrival* (dt. Einfallsrichtung)

DFT Diskrete Fourier-Transformation

DUC *Digital upconverter/upconversion* (dt. digitaler Mischer zum Hochmischen/digitales Hochmischen)

EIRP *Equivalent isotropically radiated power* (dt. äquivalente isotrope Strahlungsleistung)

ETSI *European Telecommunications Standards Institute* (dt. Europäisches Institut für Telekommunikationsnormen)

FCS *Fast chirp sequence* (dt. schnelle Rampen-Sequenz)

FDM *Frequency-division multiplexing* (dt. Frequenzmultiplexverfahren)

FFT *Fast Fourier transform* (dt. schnelle Fourier-Transformation)

FMCW *Frequency-modulated continuous wave* (dt. frequenzmodulierte kontinuierliche Welle)

FPGA *Field programmable gate array* (dt. im Feld programmierbare Logikgatter-Anordnung)

FR *Flame retardant* (dt. flammenhemmend)

GSPS *Giga samples per second* (dt. Milliarden Abtastwerte pro Sekunde)

HBF Halbband-Filter

HF Hochfrequenz

HP Hochpass

ICI *Inter-carrier interference* (dt. Interträgerinterferenz)

IDFT Inverse diskrete Fourier-Transformation

IF	*Intermediate frequency* (dt. Zwischenfrequenz)
IFFT	*Inverse fast Fourier transform* (dt. inverse schnelle Fourier-Transformation)
IHE	Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik
ISI	*Inter-symbol interference* (dt. Intersymbolinterferenz)
ISM	*Industrial, scientific and medical band* (dt. industriell, wissenschaftlich und medizinisch lizenfrei verwendbares Frequenzband)
KIT	Karlsruher Institut für Technologie
LNA	*Low-noise amplifier* (dt. Verstärker mit niedriger Rauschtemperatur)
LO	*Local oscillator* (dt. Lokaloszillator)
MIMO	*Multiple-input multiple-output* (dt. System mit mehreren Ein- und Ausgängen)
MSPS	*Mega samples per second* (dt. Millionen Abtastwerte pro Sekunde)
OFDM	*Orthogonal frequency-division multiplexing* (dt. orthogonales Frequenzmultiplexverfahren)
PA	*Power amplifier* (dt. Leistungsverstärker)
PAPR	*Peak-to-average power ratio* (dt. Verhältnis von Spitzen- zu Durchschnittsleistung)
PMCW	*Phase-modulated continuous wave* (dt. phasenmodulierte kontinuierliche Welle)
PN	*Pseudo noise* (dt. Pseudorauschen)
PPS	*Pulse per second* (dt. Puls pro Sekunde)
PSK	*Phase-shift keying* (dt. Phasenumtastung)

PSLR	*Peak-to-sidelobe ratio* (dt. Maximum-zu-Nebenmaximum-Verhältnis)
QPSK	*Quadrature phase-shift keying* (dt. Quadraturphasenumtastung)
RCS	*Radar cross section* (dt. Radarrückstreuquerschnitt)
RF	*Radio frequency* (dt. Radiofrequenz)
RFSoC	*Radio frequency system-on-chip* (dt. Radiofrequenzsystem auf einem Chip)
RTS	*Radar target simulator* (dt. Radarzielsimulator)
Rx	*Receiver* (dt. Empfänger)
SDR	*Software-defined radio* (dt. durch Software definiertes Radio)
SFDR	*Spurious-free dynamic range* (dt. störungsfreier Dynamikbereich)
SISO	*Single-input single-output* (dt. System mit einem Ein- und einem Ausgang)
SNR	*Signal-to-noise ratio* (dt. Signal-zu-Rauschverhältnis)
SQNR	*Signal-to-quantization noise ratio* (dt. Signal-zu-Quantisierungsrauschverhältnis)
TDM	*Time-division multiplexing* (dt. Zeitmultiplexverfahren)
TP	Tiefpass
Tx	*Transmitter* (dt. Sender)
USRP	*Universal Software Radio Peripheral* (dt. universelles Software-Radio-Peripheriegerät)
ZF	Zwischenfrequenz

Konstanten

$c_0 = 299\,792\,458\,\mathrm{m/s}$	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum
$\mathrm{e} = 2{,}718\,28\ldots$	Eulersche Zahl
$\mathrm{j} = \sqrt{-1}$	Imaginäre Einheit
$k = 1{,}380\,649 \cdot 10^{-23}\,\mathrm{J/K}$	Boltzmann-Konstante
$\pi = 3{,}141\,59\ldots$	Kreiszahl Pi

Lateinische Symbole und Variablen

Kleinbuchstaben

$\mathbf{b}$	Vektor mit den aktiven, unregelmäßig belegten Unterträgern nach der elementweisen Division im Empfänger
$\mathbf{b}_{\mathrm{BF}}$	*Beamsteering*-Vektor
d_{a}	Größe der (virtuellen) Antennenapertur
d_{Rx}	Abstand der Empfangsantennen
d_{Tx}	Abstand der Sendeantennen
$e_{\mathrm{q}}(k)$	zeitdiskreter Quantisierungsfehler
f	Frequenz
f_{c}	Trägerfrequenz (engl. *carrier frequency*)
f_{co}	Kammfrequenz (engl. *comb frequency*)
f_{cut}	Grenzfreqzuenz (engl. *cutoff frequency*)
f_{LO}	Frequenz des Lokaloszillators (engl. *local oscillator*)
f_{s}	Abtastfrequenz (engl. *sampling frequency*)
$f_{\mathrm{s,ADC}}$	Abtastfrequenz des Analog-Digital-Wandlers
$f_{\mathrm{s,DAC}}$	Abtastfrequenz des Digital-Analog-Wandlers

$f_{\text{s,FPGA}}$	Abtastfrequenz des *Field Programmable Gate Arrays*
h	Index der Ziele
k	Laufindex der Abtastwerte innerhalb eines OFDM-Symbols
l	Laufindex der Subbänder
m	Laufindex der OFDM-Symbole
n	Laufindex der OFDM-Unterträger
p	Laufindex der Sendeantennen/-kanäle
q	Laufindex der Empfangsantennen/-kanäle
$r(t)$	kontinuierliches Empfangssignal im Zeitbereich
$r_q(t)$	kontinuierliches Empfangssignal des Empfängers q im Zeitbereich
$s(t)$	kontinuierliches Sendesignal im Zeitbereich
$s_p(t)$	kontinuierliches Sendesignal des Senders p im Zeitbereich
s	Streuparameter
t	Zeit
v	radiale Geschwindigkeit (engl. *velocity*) in Richtung des Radars
v_h	approximierte Relativgeschwindigkeit von Ziel h
$v_{h,q,p}$	mittlere Relativgeschwindigkeit von Ziel h aus der Sicht von Sender p und Empfänger q
v_{max}	maximale messbare Geschwindigkeit
$v_{\text{max,tot}}$	maximale messbare Geschwindigkeit nach Kombination aller Subbänder
v_{ua}	maximale eindeutig messbare Geschwindigkeit (engl. *unambiguous velocity*)
$v_{\text{ua,tot}}$	maximale eindeutig messbare Geschwindigkeit nach Kombination aller Subbänder
$x(t)$	kontinuierliches Basisbandsignal im Sender
$x_p(t)$	kontinuierliches Basisbandsignal des Senders p

$x(k+mN)$	zeitdiskretes, wertkontinuierliches Basisbandsignal
$x_p(k+mN)$	zeitdiskretes, wertkontinuierliches Basisbandsignal in Sender p
$x_\mathrm{q}(k)$	quantisiertes, zeitdiskretes Basisbandsignal
$y(t)$	kontinuierliches Basisbandsignal im Empfänger
$y_q(t)$	kontinuierliches Basisbandsignal des Empfängers q
$y(k+mN)$	abgetastetes, wertkontinuierliches Basisbandsignal im Empfänger
$y_q(k+mN)$	abgetastetes, wertkontinuierliches Basisbandsignal des Empfängers q
$z(t)$	kontinuierliches Rauschsignal am Empfängereingang
$z_q(t)$	kontinuierliches Rauschsignal am Eingang des Empfängers q
$z'(t)$	kontinuierliches Rauschsignal im Basisband des Empfängers
$z'_q(t)$	kontinuierliches Rauschsignal im Basisband des Empfängers q

Großbuchstaben

$\mathcal{A}$	Modulationsalphabet
A_eff	Effektivwert der Amplitude
A_max	Maximalwert der Amplitude
B	Bandbreite
B_tot	Gesamtbandbreite
C	Menge der aktiven Unterträger
C_p	Menge der aktiven Unterträger des Senders p
C	Kapazität
$\mathbf{D}_{q,p}$	Radarkanalmatrix zwischen Sender p und Empfänger q
F	Rauschzahl (engl. *noise figure*)
G	Gewinn (engl. *gain*)
G_BF	*Beamforming*-Gewinn

G_P	Prozessierungsgewinn (engl. *processing gain*)
G_Rx	Gewinn der Empfangsantenne
G_Tx	Gewinn der Senderantenne
$\mathbf{G}$	Matrix mit den Entfernungs-Geschwindigkeitsdiagrammen aller virtuellen Kanäle
H	Anzahl der Ziele
$\boldsymbol{\mathcal{H}}$	Matrix mit Entfernungs-, Geschwindigkeits- und Winkelinformationen
I_max	maximale Iterationszahl des *YALL1*-Algorithmus
L	Anzahl der Subbänder
L	Induktivität
M	Anzahl der OFDM-Symbole pro Rahmen
N	Anzahl der Unterträger pro OFDM-Symbol
N_bit	Bittiefe
N_cp	Anzahl der Abtastwerte des zyklischen Präfixes
P	Anzahl der Sendeantennen/-kanäle
P_N	Rauschleistung (engl. *noise power*)
P_Rx	Empfangsleistung (engl. *receive power*)
P_Tx	Sendeleistung (engl. *transmit power*)
Q	Anzahl der Empfangsantennen/-kanäle
R	Entfernung (engl. *range*)
R_0	Entfernung zum Zeitpunkt $t = 0$
R_h	approximierte Entfernung zu Ziel h
$R_{h,q,p}$	mittlere Entfernung zwischen Sender p, Ziel h und Empfänger q
R_max	maximale messbare Entfernung
$R_\mathrm{max,tot}$	maximale messbare Entfernung nach Kombination aller Subbänder

R_{ua}	maximale eindeutig messbare Entfernung (engl. *unambiguous range*)
$R_{\text{ua,tot}}$	maximale eindeutig messbare Entfernung nach Kombination aller Subbänder
$\mathbf{R}_{q,p}$	Entfernungsdiagramm des virtuellen Kanals von Sender p und Empfänger q
SNR	Signal-zu-Rauschverhältnis (engl. *signal-to-noise ratio*)
SNR_{in}	Signal-zu-Rauschverhältnis am Eingang des Empfängers
SNR_{out}	Signal-zu-Rauschverhältnis des Radarbilds nach der Signalverarbeitung
T	Dauer eines OFDM-Symbols einschließlich zyklischem Präfix
T_0	Dauer eines OFDM-Symbols ohne zyklisches Präfix
T_{cp}	Dauer des zyklischen Präfixes
T_{obs}	Beobachtungsdauer bzw. Dauer des OFDM-Rahmens
T_{t}	absolute Temperatur
$\mathbf{V}_{q,p}$	Entfernungs-Geschwindigkeitsdiagramm des virtuellen Kanals von Sender p und Empfänger q
$\mathbf{W}$	DFT-Matrix
$\mathbf{X}$	gesendete Modulationssymbole in Matrixschreibweise
$\mathbf{X}_p$	gesendete Modulationssymbole des Senders p in Matrixschreibweise
$\mathbf{Y}$	empfangene Modulationssymbole in Matrixschreibweise
$\mathbf{Y}_q$	empfangene Modulationssymbole des Empfängers q in Matrixschreibweise
$\mathbf{Z}'_q$	Rauschen nach der Transformation in den Frequenzbereich im Empfänger q in Matrixschreibweise
$\mathbf{Z}''_q$	Rauschen im Frequenzbereich nach der elementweisen Division durch die Nutzdaten im Empfänger q in Matrixschreibweise
ZP	*Zero-Padding*-Faktor

Griechische Symbole und Variablen

α	Dämpfungsfaktor des Kanals
$\alpha_{h,q,p}$	Dämpfungsfaktor des Kanals zwischen Sender p, Ziel h und Empfänger q
Δf	Unterträgerabstand
$\Delta\varphi$	Winkelauflösung (Azimut)
ΔR	Entfernungsauflösung (eines Subbandes)
ΔR_{tot}	Entfernungsauflösung nach Kombination aller Subbänder
Δv	Geschwindigkeitsauflösung
Δv_{tot}	Geschwindigkeitsauflösung nach Kombination aller Subbänder
$\Delta\vartheta$	Phasenfehler zwischen den Subbändern
δ	Toleranzschwelle des *YALL1*-Algorithmus
$\delta_{3\,\mathrm{dB}}$	3 dB-Breite eines Hauptmaximums
ϵ	Amplitudenfehler zwischen den Subbändern
ϵ_{IQ}	Amplitudenabweichung zwischen Inphasen- und Quadraturpfad
θ_{IQ}	Phasenabweichung zwischen Inphasen- und Quadraturpfad
λ	Wellenlänge
λ_{c}	Wellenlänge der Trägerschwingung
μ	Laufindex der Geschwindigkeitszellen
η	Laufindex der Entfernungszellen
$\phi_{h,q,p}$	Phasenverzögerung durch die Laufzeit zwischen Sender p, Ziel h und Empfänger q
ψ_{HPBW}	Halbwertsbreite der Richtcharakteristik in Azimutrichtung
σ	Radarrückstreuquerschnitt (engl. *radar cross section*)
σ_{I}	Rauschleistung des Inphasenanteils der empfangenen Modulationssymbole

σ_{Q}	Rauschleistung des Quadraturanteils der empfangenen Modulationssymbole
σ_{N}	Gesamtrauschleistung der komplexwertigen empfangenen Modulationssymbole
τ	Signallaufzeit
$\tau_{h,q,p}$	Signallaufzeit zwischen Sender p, Ziel h und Empfänger q

Operatoren und mathematische Symbole

a	reelle oder komplexe Größe
$\mathbf{a}$	reeller oder komplexer Vektor
$\mathbf{A}$	reelle oder komplexe Matrix
$\mathbf{0}_{N\times 1}$	Spaltenvektor der Länge N, der nur Nullen enthält
$\lvert\cdot\rvert$	Betrag
$\lVert\cdot\rVert_0$	ℓ_0-Norm
$\lVert\cdot\rVert_1$	ℓ_1-Norm
$\lVert\cdot\rVert_2$	quadratische Norm
$(\cdot)^{\mathrm{H}}$	adjungierte Größe (transponiert und komplex konjugiert)
$(\cdot)_{n,m}$	Element einer Matrix in Zeile n und Spalte m
$\mathrm{Re}(\cdot)$	Realteil
$\mathrm{Im}(\cdot)$	Imaginärteil
$\mathcal{O}(\cdot)$	Komplexität eines Algorithmus
$\mathcal{P}_B(\cdot)$	Projektion auf die Menge B
$\cos(\cdot)$	Kosinusfunktion
$\sin(\cdot)$	Sinusfunktion
$\mathrm{rect}(\cdot)$	Rechteckfunktion
$E\{\cdot\}$	Erwartungswert

Allgemeine Indizes

active	*active* (dt. aktiv genutzt)
BF	*beamforming* (dt. Strahlformung)
c	*carrier* (dt. Träger)
cal	*calibrated* (dt. kalibriert)
ch	*channel* (dt. Kanal)
cp	*cyclic prefix* (dt. zyklisches Präfix)
co	*comb* (dt. Kamm)
eff	*effective* (dt. effektiv)
eq	*equidistant* (dt. äquidistant/regelmäßig)
IF	*intermediate frequency* (dt. Zwischenfrequenz)
in	*input* (dt. Eingang)
LO	*local oscillator* (dt. Lokaloszillator)
N	*noise* (dt. Rauschen)
neq	*nonequidistant* (dt. unregelmäßig)
out	*output* (dt. Ausgang)
P	*processing* (dt. Prozessierung)
q	*quantized* (dt. quantisiert)
ref	*reference* (dt. Referenz)
RF	*radio frequency* (dt. Radiofrequenz)
Rx	*receiver* (dt. Empfänger)
s	*sampling* (dt. Abtastung)
t	*thermal* (dt. thermisch)
tot	*total* (dt. gesamt)
Tx	*transmitter* (dt. Sender)
ua	*unambiguous* (dt. eindeutig)

1 Einleitung

1.1 Motivation

Seit der ersten Idee von Christian Hülsmeyer für ein *Radio-Detection-and-Ranging* (Radar)-System im Jahr 1904 [Hue04a], [Hue04b] haben sich die technologischen Möglichkeiten und Anwendungsgebiete in vielerlei Hinsicht enorm vergrößert. Dennoch besteht auch heute noch, über 100 Jahre später, die Grundidee eines Radars darin, Objekte aus größerer Entfernung zu detektieren und ihre Parameter zu schätzen. Während ursprünglich jedoch nur der reine Abstand bestimmt wurde, kann in der Zwischenzeit eine Vielzahl weiterer Merkmale extrahiert werden, beginnend mit der relativen Geschwindigkeit der Ziele, deren Azimut- und Elevationswinkel bis hin zur Objektklassifikation. Nebenbei haben sich mit den Informationen, die ein Radar liefern kann, auch die Anwendungsgebiete stetig erweitert. Anfangs waren Radare hauptsächlich im militärischen Bereich anzutreffen [Jam89], haben dann jedoch ab Mitte des letzten Jahrhunderts auch Einzug in zivile Anwendungen wie Luftraumüberwachung sowie Wetter- und Erdbeobachtung gehalten [Sko85]. Einen zusätzlichen Schub erfuhren Radarsensoren schließlich, als damit begonnen wurde, diese in Fahrzeuge zur Vermeidung von Unfällen sowie in industrielle Anlagen zur Prozessüberwachung einzubauen. Diese Entwicklungen waren jedoch überhaupt erst möglich, nachdem die notwendigen Komponenten in Halbleiterschaltungen integriert werden konnten, denn hierdurch sanken die Produktionskosten erheblich und die Chips ließen sich massenmarkttauglich herstellen.
Parallel zur Verbesserung der Technologie haben sich auch die Methoden zur Bestimmung der Objektparameter weiterentwickelt und verändert. Wurden ursprünglich elektromagnetische Pulse ausgesandt und deren Laufzeit gemessen, so werden in der Zwischenzeit häufig einzelne oder eine ganze Serie von breitbandigen Frequenzrampen eingesetzt, mit deren Hilfe Entfernung und Geschwindigkeit geschätzt werden können. Diese *Frequency-Modulated Continuous Wave* (FMCW) genannten Verfahren waren lange Zeit eine der

wenigen Möglichkeiten, auf günstigem Wege breitbandige Signale zu erzeugen und zu verarbeiten, da schnelle Digital-Analog (DA)- und Analog-Digital (AD)-Wandler mit einer ausreichend hohen Bittiefe nicht kommerziell verfügbar waren. Die hohe Signalbandbreite wird dabei zum Erreichen einer guten Entfernungsauflösung benötigt, die bei der Objektunterscheidung und -klassifikation hilfreich sein kann. Auch als erste AD-Wandler mit einer Abtastrate von über einem Gigasample pro Sekunde (GSPS) auf den Markt kamen, waren diese anfänglich noch sehr teuer. Dies spielt insbesondere bei neueren Systemansätzen mit einer Vielzahl von Kanälen, die für die Winkelbestimmung eingesetzt werden, eine entscheidende Rolle. Lange Zeit wurden für die Schätzung des Winkels vorwiegend mechanisch schwenkende Antennen eingesetzt, die den entsprechenden Bereich schrittweise abscannten. Aufgrund der fehleranfälligen beweglichen Teile und der Tatsache, dass immer nur ein kleiner Bereich auf einmal sichtbar ist, wurde in der Zwischenzeit jedoch größtenteils zu digitalem *Beamforming* übergegangen. Bei diesem kann mithilfe von *Multiple-Input-Multiple-Output* (MIMO)-Systemen der gesamte zu untersuchende Bereich ausgeleuchtet und erst nachträglich im Empfänger digital eine Strahlformung in alle Richtungen gleichzeitig vorgenommen werden.
Mittlerweile sind vereinzelt auch günstigere Wandler mit hohen Abtastraten und Auflösungen verfügbar, die teilweise sogar in leistungsstarke *Field Programmable Gate Array* (FPGA)-Plattformen integriert sind [Xil20]. Durch den hohen Grad an Parallelisierung, der auf diesen Architekturen möglich ist, stehen leistungsfähige und flexibel konfigurierbare Signalverarbeitungseinheiten zur Verfügung. Hierdurch eröffnen sich komplett neue Möglichkeiten, die sowohl die echtzeitfähige Signalprozessierung als auch die Radarverfahren selbst betreffen. Ein besonderes Augenmerk gilt hierbei digitalen Modulationsarten wie *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing* (OFDM) oder *Pulse-Modulated Continuous Wave* (PMCW), die ursprünglich aus dem Mobilfunkbereich stammen. Sie weisen eine sehr große Flexibilität hinsichtlich ihrer Parametrisierung und Anwendungsbreite auf und eignen sich in der Regel bestens für MIMO-Anwendungen, die orthogonale oder unkorrelierte Signale erfordern. Auch eine Kombination von Radar und Kommunikation ist bei diesen Wellenformen relativ leicht umsetzbar, was sie ihrer Herkunft aus dem Kommunikationsbereich verdanken. Nachteil der digitalen Verfahren ist jedoch, dass sie im Gegensatz zu FMCW hohe Abtastraten bei den DA- und AD-Wandlern erfordern, da sie die komplette Bandbreite digital erfassen müssen. Bei FMCW hingegen werden die Signale größtenteils auf analogem Weg erzeugt und empfangsseitig bereits im Analogen vorverarbeitet, sodass deutlich niedrigere Abtastraten bei gleicher

Signalbandbreite nötig sind. Ziel neuerer Forschungsvorhaben wie auch dieser Arbeit ist daher die Weiterentwicklung und Ergänzung der digitalen Modulationsverfahren dahingehend, dass eine möglichst große effektive Signalbandbreite und damit gute Entfernungsauflösung erreicht werden kann, ohne dass dabei die Abtastraten der DA- und AD-Wandler erhöht werden müssen.

1.2 Stand der Forschung

Die derzeit am weitesten verbreitete Radarwellenform, die vor allem im Automobilbereich und in industriellen Sensoren eingesetzt wird, basiert auf FMCW [Gam20]. Sie wird bei neueren Radaren normalerweise in der Ausprägung als *Fast Chirp Sequence* (FCS) genutzt, bei dem eine ganze Sequenz an schnellen Frequenzrampen gesendet wird. Durch die Laufzeit im Radarkanal weichen die Frequenzen des vormals ausgesandten und des aktuell erzeugten Signals voneinander ab. Die resultierende Differenzfrequenz ist proportional zur Laufzeit und damit zur Entfernung der Zielobjekte und kann aus dem Mischprodukt der beiden Signale bestimmt werden. Zusätzlich kann über Auswertung der Phasenunterschiede aufeinanderfolgender Rampen die Dopplerverschiebung bewegter Ziele und damit deren Geschwindigkeit geschätzt werden.
Der Vorteil von FCS besteht darin, dass im Empfänger durch den analogen Mischvorgang trotz hoher Signalbandbreiten vergleichsweise kleine Abtastraten gewählt werden können. Allerdings ist die Parametrisierbarkeit und damit Flexibilität dieses Verfahrens stark eingeschränkt, da stets sehr ähnliche Frequenzrampen gesendet werden müssen. Darüber hinaus sind auch die Möglichkeiten zur Erzeugung unkorrelierter Signale, wie sie für die Winkelschätzung mithilfe von MIMO benötigt werden, limitiert. Aus diesem Grund wird seit einigen Jahren an alternativen Radarwellenformen geforscht, die sich abgesehen vom Frontend vor allem in der voll digitalen Erzeugung und Verarbeitung der Radarsignale unterscheiden. In [Lev00] wurden hierfür unter anderem Mehrträgerübertragungsverfahren vorgeschlagen, zu denen auch OFDM gehört. In der Folgezeit erschienen zahlreiche Veröffentlichungen, die sich zum einen mit Möglichkeiten zur Parameterschätzung auf Basis von OFDM-Signalen beschäftigen [BSJ10], [SBZW10a], [SSZ11] und zum anderen mit ersten Verifikationsmessungen die Funktionsfähigkeit des Verfahrens demonstrieren [SZWB10], [SBZW10b], [RSGZ12]. Darüber hinaus wurden Überlegungen angestellt, wie die OFDM-Wellenform für verschiedene Anwendungsfälle am besten zu para-

metrisieren ist [BSNJ09], [SW11] und wo ihre Grenzen liegen [FNG06], [21]. Da OFDM ursprünglich für Kommunikationsanwendungen entworfen wurde, lassen sich zudem viele Forschungsaktivitäten zur Optimierung der Wellenform hinsichtlich gleichzeitiger Nutzung für Radar und Datenübertragung (engl. *radar communication*, kurz RadCom) finden [SZW09], [DSSO18], [BAFV19]. All diesen Systemansätzen ist jedoch gemein, dass die Abtastrate der eingesetzten DA- und AD-Wandler einen stark begrenzenden Faktor darstellt, weshalb die Entfernungsauflösung, vor allem im Vergleich zu FCS, ebenfalls technisch limitiert ist. Um trotzdem gegenüber den FMCW-basierten Verfahren konkurrenzfähig zu sein, ohne aber auf die Vorteile von OFDM verzichten zu müssen, wurden in den vergangenen Jahren einige Erweiterungen zum klassischen OFDM-Radar entwickelt. Diese verfolgen das Ziel, die ausgewertete Bandbreite zu erhöhen und gleichzeitig die Abtastrate der Wandler konstant zu halten. Erste diesbezügliche Ansätze, die darauf abzielen, die Gesamtbandbreite zu erhöhen, indem OFDM-Signale mit unterschiedlichen Trägerfrequenzen kombiniert werden, finden sich in [HDL+10] und [LMI15]. Beim ersten der beiden Verfahren wird jeweils zwischen aufeinanderfolgenden Blöcken aus mehreren OFDM-Symbolen die Trägerfrequenz um die Bandbreite jedes Blocks erhöht, während beim zweiten Ansatz zwar ebenfalls die Trägerfrequenz verändert wird, allerdings nicht schrittweise linear ansteigend, sondern nach einem Costas-Muster [Cos84]. Die Performanz beider Methoden sinkt jedoch mehr oder weniger stark bei bewegten Zielen, weshalb sie nur für geringe Geschwindigkeiten geeignet sind. Ursache hierfür ist letztlich, dass sich nach dem digitalen Zusammensetzen der OFDM-Blöcke durch deren lange Zeitdauern und die Dopplerverschiebung die Phase zwischen den Modulationssymbolen bei unterschiedlichen Trägerfrequenzen zu stark ändert.
Ein erster Lösungsansatz, mit dem auch bewegte Ziele ohne signifikante Leistungsverluste detektiert werden können, wurde in [PFS15] unter dem Namen *Stepped-Carrier OFDM Radar* publiziert. Er basiert darauf, dass die Trägerfrequenz bei direkt aufeinander folgenden OFDM-Symbolen statt erst nach Blöcken aus mehreren Symbolen um die Signalbandbreite erhöht wird. Hierdurch lässt sich schrittweise die gewünschte Gesamtbandbreite abdecken und auswerten, sofern im Nachgang im Empfänger die Unterträger der Einzelstufen zu einem breitbandigen OFDM-Symbol zusammengesetzt werden. Allerdings fehlt bei der Vorstellung des Verfahrens eine genaue mathematische Beschreibung und zudem werden überlappende Unterträger für eine Phasenkorrektur benötigt, was insbesondere bei schlechtem Signal-zu-Rauschverhältnis zu Fehlern führen kann. Aus diesem Grund wurde das Verfahren einschließlich dem

zugehörigen Signalverarbeitungsschema in [SKSW18] und [SSK+18b] weiter optimiert und in [SSK+18c] die hardwareseitigen Anforderungen und Effekte untersucht. Nachteil des Verfahrens ist, dass sich der zeitliche Abstand aufeinanderfolgender OFDM-Subsymbole bei derselben Trägerfrequenz mindestens um die Stufenanzahl erhöht. Hinzu kommen bei einem realen Aufbau noch zusätzliche Pausenzeiten durch die Einschwingvorgänge des Lokaloszillators (LO) nach den Frequenzsprüngen. Beide Effekte führen dazu, dass die maximale eindeutig schätzbare Geschwindigkeit deutlich reduziert wird. Dies kann zwar umgangen werden, wenn ein zweiter Oszillator eingesetzt wird [SSK+19], sodass einer der beiden Oszillatoren einschwingen kann, während der andere gerade aktiv ist, allerdings wird dadurch die Hardwarekomplexität erhöht und die beiden LO-Quellen müssen genau aufeinander abgestimmt sein.

Ein weiteres Verfahren in [SSK+18a] verwendet statt einer schrittweisen Erhöhung eine linear ansteigende Frequenzrampe als Trägerfrequenz. Die Steigung der Rampe muss dabei so eingestellt sein, dass der Anstieg nach jedem OFDM-Symbol ein ganzzahliges Vielfaches des Unterträgerabstands beträgt. Ein großer Nachteil ist jedoch, dass das Frequenz-Zeit-Diagramm große unbelegte Bereiche aufweist, die letztlich dazu führen, dass die Entfernungsauflösung effektiv nicht verbessert wird. Stattdessen werden die breiten Hauptkeulen der Zielmaxima von der reinen Entfernungsrichtung in eine gekoppelte Entfernungs-Geschwindigkeitsrichtung verkippt. Der Grad dieser Drehung im Radarbild ist abhängig von der Steigung der Frequenzrampe. Werden zur Analyse jedoch nur Schnitte durch Zielmaxima entlang fester Geschwindigkeiten oder Entfernungen betrachtet, erscheint die Entfernungsauflösung bei gleichzeitig unveränderter Geschwindigkeitsauflösung verbessert. Allerdings bleibt dann unberücksichtigt, dass nun Ziele in Richtung der gedrehten Maxima verdeckt werden können. In dieser Dimension bleibt die Auflösung folglich unverändert.

Anstelle eines stufenweisen oder kontinuierlichen Anstiegs kann auch eine Kombination von pseudozufälligen Trägerfrequenzen mit Blöcken aus OFDM-Symbolen unterschiedlicher Anzahl und Bandbreite verwendet werden, wie in [KSS+18] gezeigt wird. Allerdings können in diesem Fall die Entfernungen und Geschwindigkeiten der Ziele nicht mehr mithilfe einfacher diskreter Fourier-Transformationen bestimmt werden, sondern stattdessen müssen deutlich rechenaufwendigere Optimierungsalgorithmen zum Einsatz kommen.

1.3 Aufbau und Ziele der Arbeit

Ziel der Arbeit ist der Entwurf und die Verifikation eines neuartigen Verfahrens zur Verbesserung der Entfernungsauflösung von OFDM-Radaren bei gleichbleibenden Abtastraten der DA- und AD-Wandler in Sender und Empfänger. Im Gegensatz zu bisherigen Arbeiten soll die erforderliche Bandbreite nicht schrittweise, sondern instantan abgedeckt werden, wodurch der Abstand aufeinanderfolgender OFDM-Symbole verringert und damit ein hoher Eindeutigkeitsbereich in Geschwindigkeitsrichtung erzielt werden kann. Die grundlegende Idee des Verfahrens besteht darin, ein schmalbandiges OFDM-Signal mit einem Frequenzkamm hochzumischen und so die Gesamtbandbreite zu erhöhen. Wie Abbildung 1.1 zeigt, entspricht dabei sendeseitig der Abstand der L Kammfrequenzen genau der Signalbandbreite B des OFDM-Basisbandsignals. Um im Empfänger trotz der hohen Bandbreite des abgestrahlten Signals einen AD-Wandler mit niedriger Abtastrate verwenden zu können, wird im Sender nur jeder L-te Unterträger belegt. Hierdurch entstehen im Spektrum Lücken, die im Empfänger mit den Unterträgern der L Subbänder aufgefüllt werden können. Um dies zu erreichen, wird das breitbandige Empfangssignal mit einem zweiten Frequenzkamm heruntergemischt, dessen Abstände mit $B - \Delta f$ um genau einen Unterträger kleiner ausfallen als im Sender. Dies führt dazu, dass nach dem Mischen alle aktiven Unterträger der L Subbänder in einem gemeinsamen Frequenzbereich der Bandbreite B zum Liegen kommen, ohne sich gegenseitig zu stören. Da die Unterträger orthogonal zueinander sind, können sie im Empfänger separiert und danach das ursprünglich empfangene, breitbandige OFDM-Spektrum digital rekonstruiert werden. Das entworfene Verfahren wurde in [8] unter dem Namen *Frequency Comb OFDM Radar* veröffentlicht und zusätzlich zum Patent angemeldet [1].
Die vorliegende Arbeit ist dabei wie folgt aufgebaut: In Kapitel 2 werden zunächst das OFDM-Radarprinzip sowie die zugehörigen Signalverarbeitungschritte im Allgemeinen hergeleitet, die in Kapitel 4 und 5 dann für das neu entworfene Frequenzkamm-basierte Verfahren erweitert werden. Darüber hinaus werden auch Limitierungen wie beispielsweise Auflösungen und Eindeutigkeitsbereiche des klassischen Ansatzes aufgezeigt, sodass im weiteren Verlauf ein Vergleich angestellt werden kann. Da das Frequenzkamm-Verfahren zudem auch in einem MIMO-System zur Anwendung kommen soll und hierfür Anpassungen erforderlich sind, werden mögliche MIMO-Verfahren in Kombination mit OFDM aufgezeigt und die jeweiligen Vor- und Nachteile erläutert.

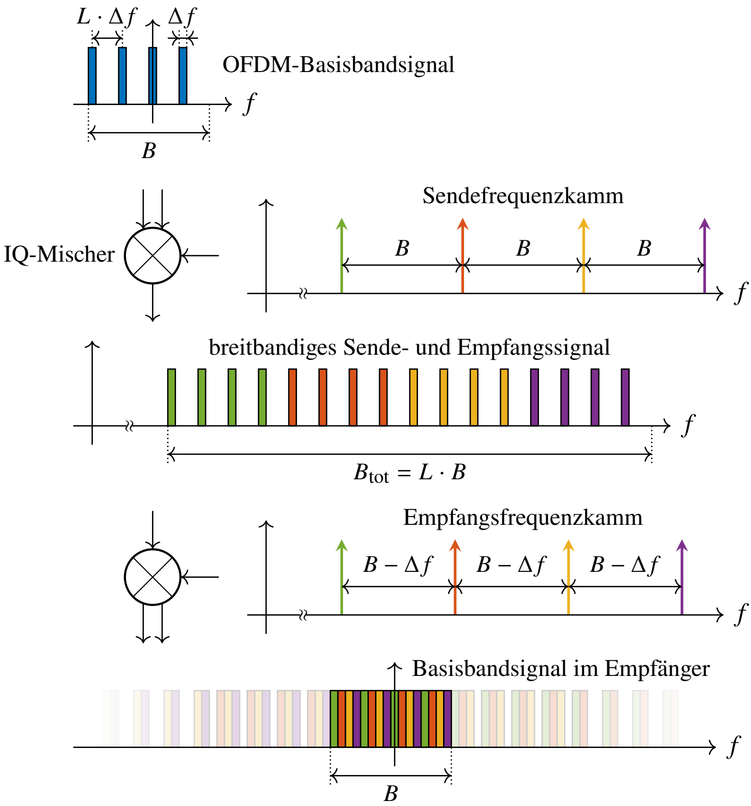


Abbildung 1.1: Prinzipielle Funktionsweise des Frequenzkamm-basierten OFDM-Radars für $L = 4$ Kammfrequenzen und $N = 16$ Unterträger

Am Ende des Kapitels wird schließlich ein *Compressed-Sensing*-Algorithmus vorgestellt, mit dessen Hilfe das Entfernungsspektrum geschätzt werden kann, wenn eine unregelmäßige Unterträgerbelegung vorliegt. Der größere Prozessierungsaufwand wird hierbei in Kauf genommen, da der Eindeutigkeitsbereich in Entfernungsrichtung im Gegensatz zu einer regelmäßigen Belegung nicht reduziert wird.
Im darauf folgenden Kapitel 3 werden Einflussfaktoren der Hardware auf die Performanz von OFDM-Radar im Allgemeinen aufgezeigt sowie dargestellt,

welche Ressourcen für die Implementierung eines realen OFDM-Radars benötigt werden und wie sich diese gegebenenfalls optimieren lassen. Die dabei gewonnenen Erkenntnisse werden auf den in Kapitel 6 vorgestellten Demonstrator übertragen, der eine Verifikation des Frequenzkamm-basierten Verfahrens anhand realer Messungen ermöglicht.
Kapitel 4 beschreibt im Anschluss das neu entworfene Frequenzkamm-basierte breitbandige OFDM-Radar-Verfahren und leitet die einzelnen Verarbeitungsschritte her, beginnend mit der Erzeugung des breitbandigen Sendesignals über das empfangsseitige Heruntermischen mit einem zweiten Frequenzkamm bis hin zur Signalverarbeitung und der Parameterschätzung. Darüber hinaus werden die erzielbaren Auflösungen und Eindeutigkeitsbereiche berechnet und eine Analyse des sich ergebenden Signal-zu-Rauschverhältnisses am Empfänger durchgeführt. Da das Verfahren sehr empfindlich gegenüber Phasen- und Amplitudenabweichungen zwischen den Subbändern reagiert, werden zudem mithilfe von Monte-Carlo-Simulationen deren Auswirkungen untersucht, was im Umkehrschluss auch die Bedeutung einer Kalibration im Empfänger hervorhebt. Am Ende des Kapitels wird schließlich eine Gegenüberstellung des neu entworfenen *Frequency-Comb-OFDM-Radar*-Schemas mit den anderen aus dem Stand der Forschung bekannten Verfahren vorgenommen.
In Kapitel 5 wird dargelegt, wie bei dem neu entworfene Verfahren orthogonale Sendekanäle für ein MIMO-System erzeugt werden können. Da in diesem Zusammenhang gezeigt wird, dass bei einer regelmäßigen Zuweisung der Unterträger zu den Sendern der Eindeutigkeitsbereich in Entfernungsrichtung stark eingeschränkt ist, wird darüber hinaus eine unregelmäßige Zuordnung vorgestellt. In diesem Fall stoßen klassische Ansätze auf Basis von schnellen diskreten Fourier-Transformationen allerdings an ihre Grenzen, weshalb der in Kapitel 2 eingeführte *Compressed-Sensing*-Optimierungsalgorithmus zur Anwendung kommt.
In Kapitel 6 wird schließlich detailliert der Demonstrator beschrieben, der für die Verifikationsmessungen in Kapitel 7 zum Einsatz kommt. Bei diesen werden zunächst die Sende-, Empfangs- und Kammspektren analysiert, bevor Radarmessungen aus einem reflexionsarmen Raum präsentiert werden. Durch die beschränkten Abmessungen des Raums sind bewegte Ziele jedoch nur schwer darstellbar, weshalb darüber hinaus Messungen mit einem analogen Radarzielsimulator gezeigt werden. Da mit dessen Hilfe nahezu beliebige Geschwindigkeiten nachgebildet werden können, kann neben der verbesserten Auflösung auch der hohe Geschwindigkeitseindeutigkeitsbereich des Frequenzkamm-basierten OFDM-Radar-Verfahrens demonstriert werden.

Abschließend werden in Kapitel 8 die in der Arbeit enthaltenen Neuerungen sowie die wichtigsten Schlussfolgerungen zusammengefasst.

2 OFDM-Radar

Das orthogonale Frequenzmultiplexverfahren (engl. *orthogonal frequency-division multiplexing*, kurz OFDM) erfuhr bereits vor seiner Anwendung im Radarbereich große Beliebtheit bei Mobil- und Rundfunkanwendungen. Als exemplarische Beispiele seien hierbei *Long Term Evolution* (LTE) [Jim21], zahlreiche WLAN-Standards nach IEEE 802.11 [IEE20] sowie die Übertragungsstandards *Digital Audio Broadcasting* (DAB) [ETS17a] und *Digital Video Broadcasting – Terrestrial* (DVB-T) [ETS15] genannt. Eines der wesentlichen Merkmale von OFDM ist dabei, dass die sequenziell eintreffenden Daten nicht direkt auf eine einzelne Trägerfrequenz hochgemischt, sondern auf parallele Datenströme aufgeteilt und diese dann auf separaten, orthogonalen Unterträgern übertragen werden. Auf Grundlage dieses Mehrträgerübertragungsverfahrens kann auch eine Wellenform entworfen werden, die für Radarsysteme einsetzbar ist. Im Folgenden sollen daher die Signalmodelle und Verarbeitungsschritte für ein solches OFDM-Radar vorgestellt und im Detail erläutert werden. Darüber hinaus wird auch aufgezeigt, welchen Limitierungen ein solches System unterliegt und welche Performanz damit erreicht werden kann.

2.1 Signalmodell

Die zentrale Eigenschaft der OFDM-Wellenform und damit Grundlage für das im Folgenden beschriebene Radarverfahren ist, dass sequenziell eintreffende Daten nach der Modulation nicht direkt auf eine einzelne Trägerfrequenz hochgemischt, sondern N Modulationssymbole zu einem OFDM-Symbol zusammengefasst und parallel auf separaten Unterträgern übertragen werden. Durch diese Parallelisierung kann die Symboldauer um den Faktor N vergrößert werden, was insbesondere in Szenarien mit Mehrwegeausbreitung vorteilhaft ist, da der Einfluss auftretender Intersymbolinterferenz (engl. *inter-symbol interference*, kurz ISI) deutlich reduziert werden kann. Die Modulationssymbole

der Dauer T_0 unterliegen dabei einer Rechteckpulsformung, wodurch sie im Frequenzbereich eine sinc-Form aufweisen, die Nulldurchgänge bei Vielfachen von $1/T_0$ hat. Werden die Unterträger nun in genau diesem Abstand $\Delta f = 1/T_0$ angeordnet, sind sie orthogonal zueinander, da, wie in Abbildung 2.1 gezeigt, bei jedem Maximum eines Unterträgers alle anderen einen Nulldurchgang aufweisen. Wird das Signal beim Empfänger nun an exakt diesen Frequenzpunkten ausgewertet, kann die Information aller Modulationssymbole wiedergewonnen werden, ohne dass sie von benachbarten Symbolen gestört sind.
Die Mischung der N Modulationssymbole auf die jeweiligen Unterträger geschieht jedoch nicht auf analogem Weg, da dies viel zu aufwendig wäre, sondern im Digitalen mithilfe einer inversen diskreten Fourier-Transformation (IDFT). Diese stellt gleichzeitig eine Transformation vom Frequenz- in den Zeitbereich dar, da das Ergebnis der IDFT als Abtastwerte des OFDM-Symbols aufgefasst werden kann, während die Modulationssymbole als Gewichtung der Unterträger im Frequenzbereich interpretierbar sind. In der Praxis wird für die Zahl der Unterträger häufig eine Zweierpotenz gewählt, da dann eine inverse schnelle Fourier-Transformation (engl. *inverse fast Fourier transform*, kurz IFFT) eingesetzt werden kann, die deutlich effizienter ist als die allgemeinere IDFT.
Bei der Betrachtung des zugehörigen Signalmodells, das die aufgezeigte Art der Signalerzeugung beschreibt, muss zwischen dem *Single-Input-Single-Output* (SISO)-Fall mit je einem Sender und Empfänger sowie dem *Multiple-Input-Multiple-Output* (MIMO)-Fall mit mehreren Sende- und Empfangskanälen unterschieden werden.

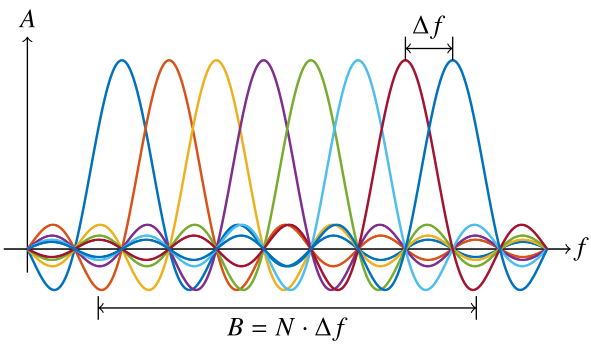


Abbildung 2.1: Unterträger von OFDM für den Fall $N = 8$

2.1.1 Single-Input Single-Output

Wie beim Mobilfunk wird auch bei OFDM-Radar nicht nur ein einzelnes OFDM-Symbol übertragen, sondern jeweils M Symbole werden zu einem Rahmen zusammengefasst. Hierbei weist jedes OFDM-Symbol N Unterträger auf, die die Nutzdaten $\mathbf{X}$ tragen können. Allerdings besteht auch die Möglichkeit, dass manche der Unterträger unmoduliert bleiben. Für ein einzelnes Modulationssymbol gilt im Weiteren

$$(\mathbf{X})_{n,m} \in \mathcal{A}, \tag{2.1}$$

wobei $\mathcal{A}$ ein Modulationsalphabet wie z. B. *Quadrature Phase-Shift Keying* (QPSK) darstellt, auf das die Ursprungsdaten bei der Modulation abgebildet wurden. Prinzipiell sind hierbei nahezu beliebige Modulationsverfahren möglich. Allerdings haben phasenmodulierte Methoden den Vorteil, dass das OFDM-Spektrum über die gesamte Bandbreite eine nahezu konstante Einhüllende aufweist, was bei amplitudenmodulierten Symbolen nicht der Fall wäre.
Das digitale Basisbandsignal lässt sich nach der Transformation vom Frequenz- in den Zeitbereich und einer anschließenden Parallel-Seriell-Wandlung in Anlehnung an [Bra14] als

$$\begin{aligned} x(k+mN) &= \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}(\mathbf{X})_{n,m}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi n\Delta f\,kT_\mathrm{s}} \\ &= \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}(\mathbf{X})_{n,m}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\frac{kn}{N}} \end{aligned} \tag{2.2}$$

angeben, wobei der Zusammenhang $T_\mathrm{s} = T_0/N = 1/(N\Delta f)$ für die Abtastzeit ausgenutzt wurde. $k = 0, 1, \ldots, N-1$ stellt den Laufindex der Abtastzeitpunkte innerhalb eines OFDM-Symbols dar, während sich der Index $m = 0, 1, \ldots, M-1$ auf die vollständigen Symbole bezieht. Der Exponentialterm $\exp(\mathrm{j}2\pi n\Delta f kT_\mathrm{s})$ repräsentiert darüber hinaus die Mischung der Modulationssymbole auf die einzelnen Unterträger. Wird er zu $\exp(\mathrm{j}2\pi kn/N)$ umgeformt und mit der Summe über n kombiniert, entspricht dies genau einer IDFT, die für die Transformation der Modulationssymbole vom Frequenz- in den Zeitbereich genutzt wurde.
Neben der Angabe des OFDM-Basisbandsignals im Zeitbereich lässt sich dieses auch grafisch gut veranschaulichen, wie Abbildung 2.2 zeigt. Diese Darstel-

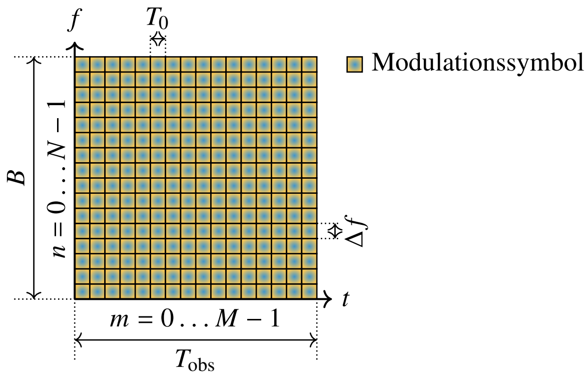


Abbildung 2.2: OFDM-Rahmen mit M OFDM-Symbolen der Dauer T_0, die jeweils N Unterträger aufweisen. Der Unterträgerabstand beträgt Δf, wodurch sich eine Bandbreite von $B = N \cdot \Delta f$ ergibt.

lungsweise greift die Möglichkeit auf, die Nutzdaten **X** in Matrixschreibweise anzugeben, wobei die N Zeilen der Matrix die Unterträger repräsentieren und jede der M Spalten ein OFDM-Symbol darstellt. T_{obs} ist hierbei die Dauer des OFDM-Rahmens und entspricht gleichzeitig der Beobachtungszeit einer einzelnen Radarmessung.
Das komplexwertige Basisbandsignal in (2.2) wird schließlich, wie in Abbildung 2.3 dargestellt, in seinen Real- und Imaginärteil aufgespalten und beide Anteile separat digital-analog-gewandelt. Hieran schließt sich eine Tiefpassfilterung mit der Grenzfrequenz $f_{\mathrm{cut}} = f_{\mathrm{s}}/2 = B/2$ an, wodurch das OFDM-Signal auf den Frequenzbereich $[-B/2, B/2)$ bandbegrenzt wird.
Das entstehende zeitkontinuierliche Basisbandsignal wird in der Literatur, z. B. in [Stu12] und [Sit17], häufig als

$$x(t) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} (\mathbf{X})_{n,m} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi n \Delta f\, t} \cdot \mathrm{rect}\left(\frac{t - mT_0}{T_0}\right) \tag{2.3}$$

mit

$$\mathrm{rect}\left(\frac{t}{T_0}\right) = \begin{cases} 1 & \text{für } 0 \leq t < T_0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \tag{2.4}$$

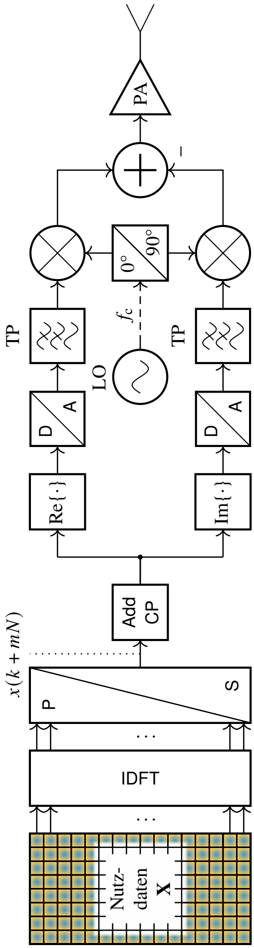


Abbildung 2.3: Senderaufbau für OFDM-Radar, beginnend mit den Nutzdaten, die als Modulationssymbole in einem OFDM-Rahmen vorliegen, bis hin zur Abstrahlung des Sendesignals über die Antenne

angegeben. Hierbei wird allerdings der Einfachheit halber vernachlässigt, dass die Unterträger mit den Indizes $n = N/2, \ldots, N-1$ nach der Tiefpassfilterung nicht mehr im Frequenzbereich $[f_\mathrm{s}/2, f_\mathrm{s})$ liegen, sondern stattdessen unterhalb des DC-Trägers im Intervall $[-f_\mathrm{s}/2, 0)$ vorzufinden sind. Um die Konsistenz mit vorausgehenden Veröffentlichungen zu wahren und die mathematische Beschreibung möglichst einfach zu halten, wird im Folgenden weitestgehend ebenfalls auf die bisher übliche Notation zurückgegriffen und nur an Stellen, an denen die genaue Lage der Unterträger im Spektrum von entscheidender Bedeutung ist, davon abgewichen. Dies betrifft insbesondere die Entfernungsschätzung in Abschnitt 2.4.4, wobei in diesem Fall explizit auf die genaue Anordnung der spektralen Anteile eingegangen wird.
Abschließend werden im Sender der Real- und Imaginärteil von (2.3) mithilfe eines IQ-Mischers auf die Trägerfrequenz f_c hochgemischt und von der Sendeantenne abgestrahlt. Das zugehörige analytische Signal, dessen Realteil dem ausgesandten Signal entspricht, kann als

$$s(t) = \left[\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} (\mathbf{X})_{n,m} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi n \Delta f\, t} \cdot \mathrm{rect}\left(\frac{t - mT_0}{T_0} \right) \right] \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_\mathrm{c} t} \qquad (2.5)$$

angegeben werden.

2.1.2 Multiple-Input Multiple-Output

Bei MIMO-OFDM-Radar wird nicht nur ein einzelner Sender oder Empfänger verwendet, sondern mehrere Sende- und Empfangskanäle kommen parallel zum Einsatz. Dies ist insbesondere dann notwendig, wenn nicht nur Entfernung und Geschwindigkeit der Ziele von Interesse sind, sondern darüber hinaus auch noch die Winkelinformationen bestimmt werden sollen (siehe Abschnitt 2.5).
Damit mehrere Sender parallel betrieben werden können, ohne sich gegenseitig zu stören, müssen die ausgesandten Signale orthogonal oder zumindest unkorreliert zueinander sein. Um dies zu erreichen, stehen verschiedene Methoden zur Verfügung, denen jedoch allen gemein ist, dass sie auf einer geeigneten

Zuteilung oder Gestaltung der Nutzdaten $\mathbf{X}$ basieren. Das abgestrahlte Signal des Senders p mit $p = 0, \ldots, P-1$ kann dabei durch

$$s_p(t) = \left[\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\mathbf{X}_p\right)_{n,m} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi n \Delta f\, t} \cdot \mathrm{rect}\left(\frac{t - mT_0}{T_0} \right) \right] \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_\mathrm{c} t} \tag{2.6}$$

beschrieben werden, wobei $\mathbf{X}_p$ den Nutzdaten dieses Kanals entspricht.
Wie im SISO-Fall, wird auch bei MIMO eine IDFT auf die Modulationssymbole jedes OFDM-Symbols angewandt und das Ergebnis nach einer Parallel-Seriell-Wandlung digital-analog-gewandelt sowie auf die Trägerfrequenz f_c hochgemischt.

Time-Division Multiplexing

Die einfachste Methode zum Erzeugen orthogonaler Sendesignale, die derzeit vor allem auch bei *Chirp-Sequence*-Radaren weit verbreitet eingesetzt wird, besteht darin, zeitlich aufeinander folgende Symbole zyklisch alternierend den unterschiedlichen Sendekanälen zuzuordnen. Das Verfahren wird *Time-Division Multiplexing* (TDM) genannt, da entlang der Zeitachse den Sendern exklusive Zeitschlitze zugewiesen werden. Für die Modulationssymbole

$$\left(\mathbf{X}_p\right)_{n,m} \in \begin{cases} \mathcal{A} & \text{für } (m-p) \bmod P = 0 \\ \{0\} & \text{sonst} \end{cases} \tag{2.7}$$

bedeutet dies, dass pro Sendekanal immer nur jedes P-te OFDM-Symbol mit Nutzdaten belegt ist, während in den übrigen Symbolen die Unterträger mit Null gewichtet werden. Die Menge $\{0\}$ enthält dabei ausschließlich den Wert 0, der dazu verwendet wird, die ungenutzten Symbole zu inaktivieren.
Wie Abbildung 2.4a anschaulich zeigt, sind entsprechend des Sendekanalindexes p immer unterschiedliche OFDM-Symbole belegt, sodass im Zeitbereich keine Überschneidungen auftreten und daher die Sendesignale orthogonal zueinander sind. Allerdings hat dies den Nachteil, dass sowohl die mittlere Sendeleistung pro Kanal als auch die maximale eindeutig schätzbare Geschwindigkeit verringert werden. Letzteres ist dabei auf eine Erhöhung des Abstands zwischen den tatsächlich genutzten Symbolen für jeden Sender zurückzuführen (siehe Abschnitt 2.6.2).

Frequency-Division Multiplexing

Die zweite Möglichkeit, orthogonale Sendesignale zu erzeugen, bietet *Frequency-Division Multiplexing* (FDM), bei dem die Orthogonalität der Unterträger ausgenutzt wird. Allerdings muss hierbei zwischen drei Varianten differenziert werden, die sich in der Zuordnung der Unterträger zu den Sendekanälen unterscheiden. Bei der ersten, die in Abbildung 2.4b zu sehen ist, werden die Modulationssymbole

$$\left(\mathbf{X}_p\right)_{n,m} \in \begin{cases} \mathcal{A} & \text{für } p \cdot N/P \leq n < (p+1) \cdot N/P \\ \{0\} & \text{sonst} \end{cases} \tag{2.8}$$

immer blockweise einem Kanal zugeordnet. Der Nachteil besteht dabei darin, dass zum einen die effektive Bandbreite pro Kanal verringert wird, wodurch sich die Entfernungsauflösung (siehe Abschnitt 2.6.1) um den Faktor P verschlechtert, und dass zum anderen die effektiven Trägerfrequenzen verschieden sind.

Als Abhilfe wurde in [SSBZ13] das sogenannte *Subcarrier Interleaving* eingeführt, bei dem die Unterträger, wie in Abbildung 2.4c gezeigt, immer abwechselnd den P Sendekanälen zugeordnet werden. Auf diese Weise erstrecken sich die aktiv genutzten Modulationssymbole gemäß

$$\left(\mathbf{X}_p\right)_{n,m} \in \begin{cases} \mathcal{A} & \text{für } (n-p) \bmod P = 0 \\ \{0\} & \text{sonst} \end{cases} \tag{2.9}$$

über die gesamte Signalbandbreite, weshalb die Entfernungsauflösung im Gegensatz zur blockweisen Zuordnung nicht abnimmt. Dieses Multiplexverfahren wird auch exemplarisch in Abbildung 2.5 genutzt, um anschaulich zu zeigen, wie die parallele Erzeugung und Abstrahlung der P Sendesignale im MIMO-Fall abläuft. Nachteil des Verfahrens ist allerdings, dass durch die vergrößerten Abstände zwischen den aktiv genutzten Unterträgern der Eindeutigkeitsbereich in Entfernungsrichtung (siehe Abschnitt 2.6.2) um den Faktor P abnimmt.

Die dritte Variante ist ähnlich wie das beschriebene *Subcarrier Interleaving* gestaltet, allerdings sind die Unterträger eines Sendekanals hierbei nicht regelmäßig angeordnet, sondern folgen einer pseudozufälligen Zuordnung, wie Abbildung 2.4d exemplarisch zeigt. Dies hat den Vorteil, dass die zuvor erwähnte Verringerung des Eindeutigkeitsbereichs vermieden werden kann. Allerdings

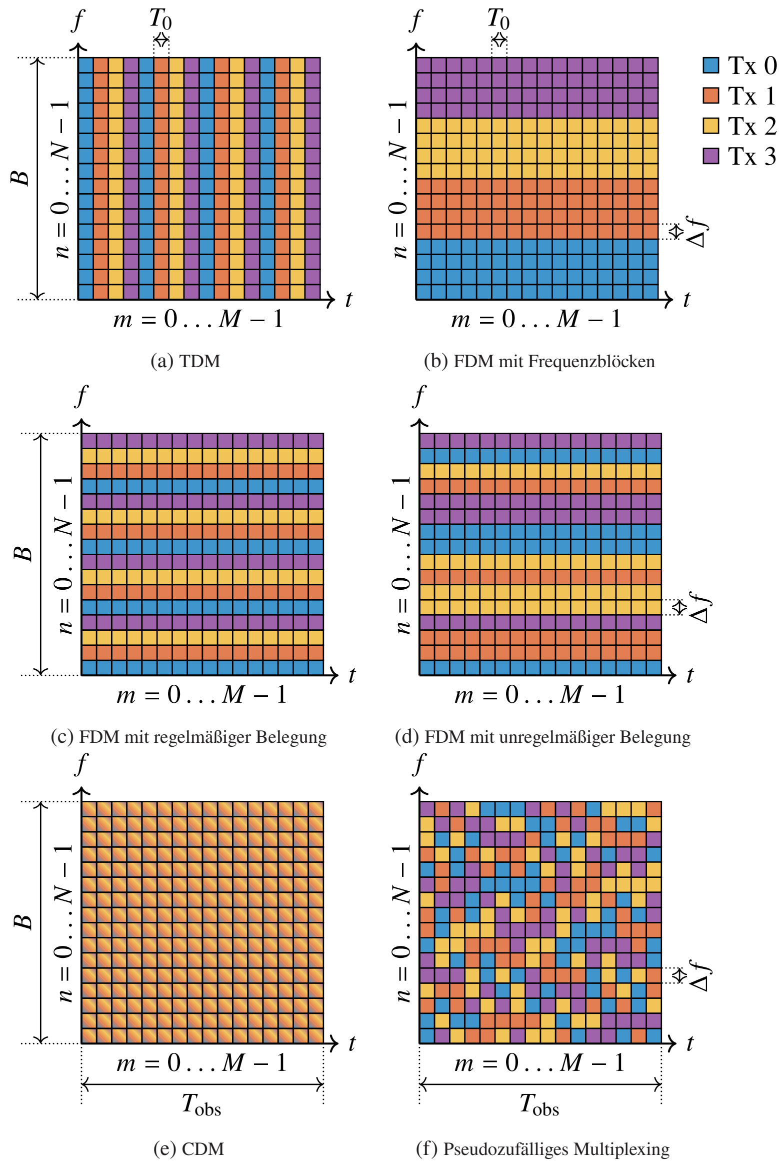


Abbildung 2.4: Mögliche MIMO-Verfahren für OFDM-Radar

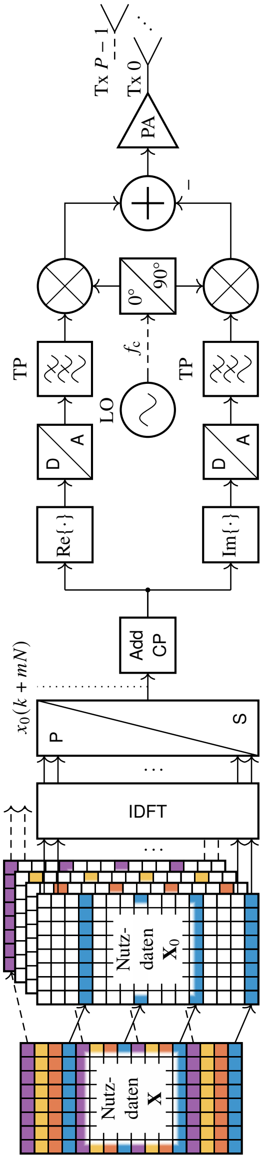


Abbildung 2.5: Senderaufbau für MIMO-OFDM-Radar am Beispiel von *Subcarrier Interleaving*

würden bei Verwendung der klassischen Signalverarbeitung von OFDM-Radar in diesem Fall unerwünschte Effekte auftreten, weshalb teilweise auf rechenintensive *Compressed-Sensing* (CS)-Algorithmen statt auf effiziente IFFTs bei der Parameterschätzung zurückgegriffen werden muss (siehe Abschnitt 2.8.2).

Code-Division Multiplexing

Werden keine exklusiven Zeit- oder Frequenzschlitze für die verschiedenen Sender vergeben, kann eine Unkorreliertheit zwischen den Sendesignalen prinzipiell auch schon dadurch erreicht werden, dass die Sender unterschiedliche Nutzdaten verwenden. In diesem Fall besteht jedoch in der Regel keine Orthogonalität mehr und die Signale der verschiedenen Sendekanäle lassen sich am Empfänger nicht mehr direkt separieren. Der Grad der Unkorreliertheit hängt in diesem Fall sehr stark von den gewählten Nutzdaten ab.
Da alle Sender über die komplette Bandbreite und OFDM-Dauer hinweg aktiv sind, wie Abbildung 2.4e illustriert, kann prinzipiell erreicht werden, dass sich gegenüber dem SISO-Fall keine Einschränkungen hinsichtlich Auflösung und Eindeutigkeitsbereich ergeben, allerdings ist das Rauschen durch die Eigeninterferenz in der Regel erhöht. Wie stark dieser Anstieg ausfällt, ist einerseits abhängig von der Anzahl an Unterträgern N bzw. OFDM-Symbolen M und andererseits davon, wie die Modulationssymbole ausgestaltet sind.
Kann auf eine gleichzeitige Datenübertragung mithilfe der Modulationssymbole verzichtet werden, lassen sich die Symbole so entwerfen, dass die Sendesignale günstige Auto- (AKF) und Kreuzkorrelationsfunktionen (KKF) aufweisen. Die AKF sollte dabei nur ein einzelnes ausgeprägtes Hauptmaximum und ansonsten möglichst niedrige Nebenmaxima aufweisen, um einen hohen Dynamikbereich des Radars zu erreichen. Gleichzeitig sollte die KKF gering sein, um eine gute Trennung der Sendesignale im Empfänger zu erreichen und so auf Basis von MIMO eine Winkelschätzung durchführen zu können. In [KES+21] werden hierfür drei Verfahren vorgestellt, die zum Teil an Methoden in PMCW-Radaren angelehnt sind.

Random Multiplexing

Zu guter Letzt besteht die Möglichkeit, sämtliche Modulationssymbole des OFDM-Rahmens den P Sendekanälen nach einem pseudozufälligen Muster

zuzuordnen [KRS+19], wie Abbildung 2.4f veranschaulicht. Hierbei können sogar einzelne Modulationssymbole gänzlich ungenutzt bleiben. Allerdings ist bei diesem *Random Multiplexing* genannten MIMO-Verfahren für die Parameterschätzung zwingend ein Rekonstruktionsalgorithmus notwendig, z. B. auf Basis von *Compressed Sensing*. Vorteilhaft ist, dass sich keine Einschränkungen bei den Auflösungen oder Eindeutigkeitsbereichen ergeben.

2.1.3 Zyklisches Präfix

Wie zu Beginn erwähnt, zeichnet sich OFDM besonders durch seine Eignung für Mehrwegeausbreitung aus. Ein typischer Radarkanal entspricht dabei genau einem solchen Szenario, da sich bei mehreren Zielen die reflektierten Signale am Empfänger mit unterschiedlichen Laufzeiten oder sogar Umwegpfaden überlagern. Hierdurch tritt Intersymbolinterferenz auf, bei der sich aufeinander folgende OFDM-Symbole verschiedener Pfade überlagern. Durch die Laufzeit im Radarkanal würden ohne weitere Anpassung des Sendesignals jedoch zwei Probleme auftreten. Wird beim Empfänger als Startpunkt für die Auswertung der Beginn des Sendevorgangs ausgewählt, würde durch die Laufzeit das Ende jedes OFDM-Symbols abgeschnitten, wodurch dessen ausgewerteter Anteil kürzer als T_0 wäre. Dies würde im Frequenzbereich zu einer Verbreiterung der sinc-Funktion jedes Unterträgers und damit zum Verlust der Orthogonalität führen. Außerdem würde das Ende des vorangehenden OFDM-Symbols in den Auswertebereich des eigentlichen Symbols fallen, wobei die Dauer ebenfalls wieder kürzer als T_0 wäre. Für dieses Symbolfragment würde damit zum einen erneut die Orthogonalitätsbedingung verletzt werden und zum anderen passen die Nutzdaten, durch die bei der folgenden elementweisen Division geteilt wird, nicht zum überlappenden OFDM-Symbol. Durch beide Effekte würde der Dynamikbereich des Radarbildes deutlich abnehmen.

Aus diesem Grund müssen Schutzintervalle eingeführt werden, die sowohl das Überlappen vorheriger Symbole als auch eine Verkürzung der eigentlichen Symboldauern verhindern. Die einfachste Möglichkeit besteht dabei im Einfügen eines leeren Schutzintervalls vor jedem OFDM-Symbol. Allerdings würde dadurch nur die Intersymbolinterferenz verhindert werden, nicht jedoch die auftretende Verkürzung des erwarteten Symbols. Als Abhilfe wird daher in jedes Schutzintervall eine Kopie der Dauer $T_{cp} = N_{cp} \cdot T_s$ vom Ende des nachfolgenden OFDM-Symbols im Zeitbereich eingefügt, wie Abbildung 2.6 veranschau-

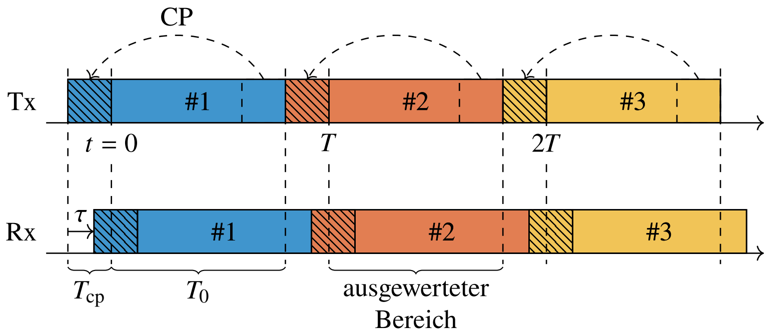


Abbildung 2.6: Einfügen eines zyklischen Präfixes vor dem Beginn jedes OFDM-Symbols

licht. Ausgewertet wird im Empfänger allerdings weiterhin nur der Bereich der Dauer T_0, der jeweils beim Startzeitpunkt des eigentlichen OFDM-Symbols im Sender beginnt. Durch die Laufzeit im Kanal wird zwar ein Teil des zyklischen Präfixes (engl. *cyclic prefix*, kurz CP) in den Auswertebereich geschoben, da dieser jedoch vom selben Symbol stammt, tritt keine ISI mehr auf. Da darüber hinaus die Abtastwerte im CP identisch zu den am Ende abgeschnittenen sind, können die Werte im Auswertebereich als zyklische Verschiebung des ursprünglichen OFDM-Symbols angesehen werden. Hierdurch tritt lediglich eine frequenzabhängige Phasenverschiebung der Unterträger auf, die Orthogonalität bleibt jedoch erhalten, da der ausgewertete Anteil des Symbols nach wie vor die Dauer T_0 aufweist.
Um das Sendesignal des Senders p einschließlich zyklischem Präfix angeben zu können, wird zunächst das OFDM-Signal

$$x_{p,m}^{\mathrm{sym}}(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (\mathbf{X}_p)_{n,m} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi n \Delta f\, t} \cdot \mathrm{rect}\left(\frac{t}{T_0}\right), \; t \in [0, T_0) \tag{2.10}$$

definiert, das die Modulationssymbole der m-ten Spalte von $\mathbf{X}_p$ trägt. Der Definitionsbereich dieses Grundsignals erstreckt sich über das Intervall $[0, T_0)$, um im nächsten Schritt durch zeitliche Verschiebungen und Rechteckfensterungen die entsprechenden OFDM-Symbole und zyklischen Präfixe in der korrekten

zeitlichen Aneinanderreihung ableiten zu können. Diese ergeben sich in der Folge zu

$$x_{p,m}^{\text{sym,cp}}(t) = \begin{cases} x_{p,m}^{\text{sym}}(t - mT + T_0) & \text{für } mT - T_{\text{cp}} \leq t < mT \\ x_{p,m}^{\text{sym}}(t - mT) & \text{für } mT \leq t < mT + T_0 \end{cases} \tag{2.11}$$

Der erste Fall in (2.11) stellt dabei das zyklische Präfix dar, das dem Ende des zugehörigen OFDM-Symbols im Zeitbereich entspricht und diesem vorangestellt wird. Der zweite Fall gibt dann das eigentliche Symbol der Länge T_0 wieder und $T = T_0 + T_{\text{cp}}$ entspricht der Zeitdauer eines vollständigen OFDM-Symbols einschließlich zyklischem Präfix.
In Folge dessen kann die Beschreibung des Sendesignals in (2.6) zu

$$s_p(t) = \sum_{m=0}^{M-1} x_{p,m}^{\text{sym,cp}}(t) \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_c t} \cdot \operatorname{rect}\left(\frac{t - mT + T_{\text{cp}}}{T}\right) \tag{2.12}$$

angepasst werden. Die Dauer des ersten OFDM-Symbols erstreckt sich dabei von $-T_{\text{cp}} \leq t < T_0$, sodass im Empfänger nach Entfernen des CP die Auswertung bei $t = 0$ beginnen kann.
Auf die Verwendung eines zyklischen Präfixes zur Vermeidung von ISI kann nur verzichtet werden, wenn statt M beliebiger Symbole, M identische gesendet werden, wie in [HGL+16] demonstriert wird. In diesem Fall stimmt das Ende des vorangehenden Symbols, das durch die Laufzeit in den jeweiligen Auswertebereich geschoben wird, mit dem abgeschnittenen Anteil des eigentlichen Symbols überein. Aus diesem Grund entsprechen die Abtastwerte im ausgewerteten Bereich wieder einer zyklischen Verschiebung des eigentlichen OFDM-Symbols und die Orthogonalität bleibt erhalten. Der Vorteil besteht dabei darin, dass nur beim allerersten OFDM-Symbol ein zyklisches Präfix benötigt wird, während im weiteren Verlauf des OFDM-Rahmens die Symbole nahtlos nacheinander gesendet werden können. Hierdurch müssen im Empfänger keine Signalanteile entfernt und verworfen werden, wodurch das Signal-zu-Rauschverhältnis (engl. *signal-to-noise ratio*, kurz SNR) steigt, da bei derselben Messdauer mehr ausgewertete OFDM-Symbole untergebracht werden können. Zusätzlich erhöht sich auch die maximale eindeutig messbare Geschwindigkeit (siehe Abschnitt 2.6.2), da der Abstand aufeinander folgender OFDM-Symbole kleiner wird. Allerdings sinkt durch das M-fache Wiederholen desselben Symbols die mögliche Datenrate um ebendiesen Faktor M, da pro

Rahmen nur noch die Modulationssymbole eines einzelnen OFDM-Symbols zufällig gewählt werden können. Im Fall eines OFDM-Störers, der ebenfalls eine Serie identischer Symbole sendet, lässt sich darüber hinaus dessen Signal allein durch den Prozessierungsgewinn gegebenenfalls nicht mehr so stark unterdrücken, da das periodische Muster zu einer konstruktiven Summation in der Signalprozessierung führen kann.

2.2 Radarkanal

Um die mathematische Beschreibung zu vereinfachen, wird im folgenden Abschnitt das zuvor beschriebene zyklische Präfix vernachlässigt und dessen Einfluss erst wieder nach der empfangsseitigen Abtastung berücksichtigt. Folglich ergibt sich das an der Antenne q empfangene Hochfrequenz (HF)-Signal zu

$$\begin{aligned} r_q(t) &= \sum_{h=0}^{H-1} \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_{h,q,p} \cdot s_p(t - \tau_{h,q,p}(t)) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{h=0}^{H-1} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_{h,q,p} \cdot \left(\mathbf{X}_p\right)_{n,m} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi n \Delta f \left(t-\tau_{h,q,p}(t)\right)} \\ &\quad \cdot \mathrm{rect}\left(\frac{t - mT_0 - \tau_{h,q,p}(t)}{T_0}\right) \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_c\left(t-\tau_{h,q,p}(t)\right)} + z_q(t), \end{aligned} \tag{2.13}$$

was einer Überlagerung aller P Sendesignale entspricht, die an H Zielobjekten reflektiert, zeitverzögert und gedämpft wurden. Zusätzlich werden die reflektierten Signale vom thermischen Rauschen $z_q(t)$ überlagert, das in erster Näherung als additives weißes gaußsches Rauschen (engl. *additive white Gaussian noise*, kurz AWGN) angenommen werden kann. Die Zeitverzögerung

$$\tau_{h,q,p}(t) = \frac{R_{h,p} + R_{h,q} - \left(v_{h,p} + v_{h,q}\right)t}{c_0} \tag{2.14}$$

ergibt sich aus der Entfernung bzw. Laufzeit zwischen Sendeantenne p, Zielobjekt h und Empfangsantenne q. Für Objekte, die sich mit der Geschwindigkeit v in radialer Richtung auf das Radar zu- oder wegbewegen, ändert sich die Entfernung und damit auch die Laufzeit dynamisch während der Messdauer. Einer der wichtigsten, hieraus resultierenden Effekte ist die Dopplerverschie-

bung des Empfangs- gegenüber dem Sendesignal, die in der Signalverarbeitung zur Schätzung der Geschwindigkeit genutzt werden kann. Zur Vereinfachung der späteren Darstellung werden die beiden Mittelwerte

$$R_{h,q,p} = \frac{R_{h,p} + R_{h,q}}{2} \tag{2.15}$$

$$v_{h,q,p} = \frac{v_{h,p} + v_{h,q}}{2} \tag{2.16}$$

für die Zielentfernung bzw. -geschwindigkeit eingeführt.
Der Dämpfungsfaktor

$$\alpha_{h,q,p} = \sqrt{\frac{P_{\mathrm{Rx},h,q,p}}{P_{\mathrm{Tx},p}}} = \sqrt{\frac{G_{\mathrm{Tx}} G_{\mathrm{Rx}} \lambda_{\mathrm{c}}^2 \sigma_h}{(4\pi)^3 R_{h,p}^2 R_{h,q}^2}} \tag{2.17}$$

resultiert aus der Radargleichung [Goe11]

$$P_{\mathrm{Rx},h,q,p} = \frac{P_{\mathrm{Tx},p} G_{\mathrm{Tx}} G_{\mathrm{Rx}} \lambda_{\mathrm{c}}^2 \sigma_h}{(4\pi)^3 R_{h,p}^2 R_{h,q}^2}, \tag{2.18}$$

die eine Abschätzung der Empfangsleistung $P_{\mathrm{Rx},h,q,p}$ für ein Ziel h im Abstand $R_{h,p}$ zum Sender p und $R_{h,q}$ zum Empfänger q bei bekannten Parametern eines Radarsensors ermöglicht. Beim Abstand wird angenommen, dass dieser groß genug ist, um den Fernfeldbedingungen [Lud13] zu genügen und das Objekt h als Punktziel mit dem Radarrückstreuquerschnitt (engl. *radar cross section*, kurz RCS) σ_h zu betrachten. $P_{\mathrm{Tx},p}$ entspricht weiterhin der Sendeleistung von Kanal p des Radars, G_{Tx} und G_{Rx} dem Gewinn der Sende- bzw. Empfangsantenne in Hauptstrahlrichtung und $\lambda_{\mathrm{c}} = c_0/f_{\mathrm{c}}$ der Wellenlänge der Trägerschwingung. c_0 ist die Lichtgeschwindigkeit im Vakuum bzw. Luft.
Bei (2.18) muss jedoch beachtet werden, dass die angegebene Empfangsleistung nur dem Maximalwert entspricht, da der Antennengewinn winkelabhängig ist und sich daher die Leistung entsprechend verringert, wenn sich ein Ziel nicht in Hauptstrahlrichtung befindet. Darüber hinaus ist der Radarrückstreuquerschnitt in der Regel ebenfalls nicht konstant, sondern winkel- und frequenzabhängig, d. h. sein Wert hängt davon ab, aus welcher Richtung die am Ziel einfallende Welle auftrifft und aus welcher Richtung die reflektierte Welle am Radar empfangen wird. Dies ist vor allem für bi- und multistatische Radare von großer Bedeutung, bei denen Sender und Empfänger räumlich weit voneinander ge-

trennt sein können. Der Einfachheit halber wird der Dämpfungsfaktor α im Folgenden jedoch als frequenz-, winkel- und zeitinvariant angenommen.
Im Empfänger wird das Signal $r_q(t)$ in einem IQ-Mischer mit anschließender Tiefpassfilterung mit der Trägerfrequenz f_c heruntergemischt, wodurch sich das zeitkontinuierliche Basisbandsignal

$$\begin{aligned} y_q(t) &= r_q(t) \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_\mathrm{c} t} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{h=0}^{H-1} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_{h,q,p} \cdot \left(\mathbf{X}_p\right)_{n,m} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi n \Delta f \left(t - \tau_{h,q,p}(t)\right)} \\ &\quad \cdot \operatorname{rect}\left(\frac{t - mT_0 - \tau_{h,q,p}(t)}{T_0}\right) \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_\mathrm{c} \tau_{h,q,p}(t)} + z'_q(t) \end{aligned} \tag{2.19}$$

ergibt. Hierbei wirkt sich der Mischvorgang zwar auch auf den Rauschterm $z_q(t)$ aus, allerdings bleiben sowohl dessen AWGN-Charakteristik als auch Mittelwert und Varianz unverändert, weshalb das Rauschen schlicht in den neuen Ausdruck $z'_q(t)$ überführt werden kann. In einem realen System würde das Signal zusätzlich noch verstärkt und gefiltert werden. In der Regel ist dabei direkt hinter der Empfangsantenne ein rauscharmer Verstärker (engl. *low-noise amplifier*, kurz LNA) platziert, der gleichzeitig eine geringe Rauschzahl und einen hohen Verstärkungsfaktor aufweist, um so den Einfluss nachfolgender Stufen hinsichtlich zusätzlichem Rauscheintrag zu verringern. Vor dem Analog-Digital-Wandler befindet sich schließlich ein analoges Tiefpassfilter, das *Aliasing* durch Nachbarbänder oder -kanäle verhindert. Sowohl die Verstärkung als auch die Filterung sollen in diesem Kapitel jedoch der Einfachheit halber nicht weiter berücksichtigt werden.

2.3 Abtastung des Empfangssignals

Das komplexwertige Basisbandsignal $y_q(t)$ wird unter Vernachlässigung einer möglichen Überabtastung mit der minimalen Rate $f_\mathrm{s} = 1/T_\mathrm{s} = B$ abgetastet, wobei Real- und Imaginärteil in separaten Analog-Digital-Wandlern umgesetzt werden. Mithilfe des Ausdrucks $t = kT_\mathrm{s} + mT$ mit $k = 0, 1, \ldots, N-1$ und

$m = 0, 1, \ldots, M-1$ ergibt sich dabei unter Auslassung der zyklischen Präfixe (siehe Abschnitt 2.4.1) das abgetastete Basisbandsignal zu

$$y_q(k+mN) = \frac{1}{N} \sum_{h=0}^{H-1} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_{h,q,p} \cdot \left(\mathbf{X}_p\right)_{n,m} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi n \Delta f \left(kT_\mathrm{s} - \tau_{h,q,p}(k,m)\right)} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_\mathrm{c} \tau_{h,q,p}(k,m)} + z'_q(k+mN). \quad (2.20)$$

Dieses kann mit der Äquivalenz $\Delta f \cdot T_\mathrm{s} = B/N \cdot T_\mathrm{s} = 1/(NT_\mathrm{s}) \cdot T_\mathrm{s} = 1/N$ weiter zu

$$y_q(k+mN) = \frac{1}{N} \sum_{h=0}^{H-1} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_{h,q,p} \cdot \left(\mathbf{X}_p\right)_{n,m} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi \frac{nk}{N}} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi n \Delta f\, \tau_{h,q,p}(k,m)} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_\mathrm{c} \tau_{h,q,p}(k,m)} + z'_q(k+mN) \quad (2.21)$$

umgeformt werden. Durch die Aufspaltung der Abtastzeitpunkte in einen Laufindex k innerhalb eines OFDM-Symbols sowie einen Index m, der sich auf ein vollständiges Symbol bezieht, kann auf die Angabe der Rechteckfunktion verzichtet werden. In diesem Zuge fällt auch die Summe über m weg, da durch die Aufspaltung in k und m eindeutig gekennzeichnet ist, zu welchem OFDM-Symbol der jeweilige Abtastwert $y_q(k+mN)$ gehört. Der Einfachheit halber wurde bei der mathematischen Beschreibung der Abtastung auf den Quantisierungsvorgang verzichtet, der jedoch in Kapitel 3 noch näher thematisiert wird. Im nächsten Schritt wird die Vereinfachung $\tau_{h,q,p}(k,m) \approx \tau_{h,q,p}(m)$ vorgenommen, bei der vernachlässigt wird, dass sich das Ziel h auch während der Dauer eines OFDM-Symbols bewegen kann. Dies bedeutet, dass die Entfernung zwischen Radar und Ziel für die Dauer T als konstant angenommen wird. In Folge dessen kann (2.21) zu

$$y_q(k+mN) \approx \frac{1}{N} \sum_{h=0}^{H-1} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_{h,q,p} \cdot \left(\mathbf{X}_p\right)_{n,m} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi \frac{nk}{N}} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi n \Delta f\, \tau_{h,q,p}(m)} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_\mathrm{c} \tau_{h,q,p}(m)} + z'_q(k+mN) \quad (2.22)$$

vereinfacht werden kann.

2.4 Radarsignalverarbeitung

Bevor die Parameter der einzelnen Ziele geschätzt werden können, muss das Empfangssignal mehrere Verarbeitungsschritte durchlaufen, bei denen nacheinander die Nutzdaten entfernt sowie die Phaseninformationen entlang der Frequenz- und Zeitachse ausgewertet werden.

2.4.1 Entfernung des zyklischen Präfixes

Das Empfangssignal y_q liegt zunächst im Zeitbereich vor und enthält in der Realität direkt nach der Digitalisierung auch noch diejenigen Abtastwerte, die in den Bereich des zyklischen Präfixes fallen und daher Intersymbolinterferenz durch das jeweils vorausgehende OFDM-Symbol enthalten können. Beim quasi-monostatischen Radar ist der Empfänger jedoch mit dem Sender synchronisiert, weshalb er die sendeseitigen Startzeitpunkte der eigentlichen OFDM-Symbole kennt. Diese markieren gleichzeitig im Empfänger jeweils den Beginn des zugehörigen Auswertefensters der Länge T_0. Durch den in Abschnitt 2.1.3 beschriebenen Aufbau des zyklischen Präfixes ist dabei sichergestellt, dass innerhalb des Auswertebereichs jedes Symbols nur eine zyklisch verschobene Kopie des zugehörigen Sendesignals enthalten ist. Das zyklische Präfix hat damit seine Aufgabe erfüllt und die N_{cp} Abtastwerte vor jedem Auswertefenster können verworfen werden.

2.4.2 Transformation in den Frequenzbereich

Im nächsten Schritt muss das abgetastete Basisbandsignal mithilfe einer diskreten Fourier-Transformation (DFT) in den Frequenzbereich transformiert werden. Hierfür werden in einem ersten Schritt die jeweils N Abtastwerte eines OFDM-Symbols seriell-parallel gewandelt und anschließend einer DFT der Länge N übergeben. Diese stellt gleichzeitig eine Umkehrung der IDFT im

Sender dar. Hierdurch treten auch wieder die, durch den Radarkanal beeinflussten, Modulationssymbole hervor, weshalb die Matrixnotation

$$\begin{aligned}\left(\mathbf{Y}_q\right)_{n,m} &= \sum_{k=0}^{N-1} y_q(k+mN)\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\frac{kn}{N}}\\ &= \frac{1}{N}\sum_{h=0}^{H-1}\sum_{p=0}^{P-1}\sum_{n'=0}^{N-1}\alpha_{h,q,p}\cdot\left(\mathbf{X}_p\right)_{n',m}\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi n'\Delta f\,\tau_{h,q,p}(m)}\\ &\quad\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_\mathrm{c}\tau_{h,q,p}(m)}\cdot\left[\sum_{k=0}^{N-1}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\frac{n'k}{N}}\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\frac{kn}{N}}\right]+\left(\mathbf{Z}'_q\right)_{n,m}\end{aligned}\tag{2.23}$$

mit

$$\left(\mathbf{Z}'_q\right)_{n,m} = \sum_{k=0}^{N-1} z'_q(k+mN)\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\frac{kn}{N}}\tag{2.24}$$

für das Ergebnis der Transformation angewendet werden kann. Hierbei wurde in der Summe, die aus der IDFT im Sender resultiert, die Substitution $n \rightarrow n'$ vorgenommen, da n wieder als Laufindex der Unterträger bei den Empfangssymbolen $\mathbf{Y}$ verwendet werden soll.

Durch die DFT wird das Rauschen ebenfalls in den Frequenzbereich überführt, wobei sich bei dieser ersten Transformation das Signal-zu-Rauschverhältnis nicht ändert, da der Prozessierungsgewinn (siehe Abschnitt 2.7.1) erst bei den weiteren Schritten zum Tragen kommt. Dies ist darauf zurückzuführen, dass sowohl die Leistung des OFDM-Signals als auch die des Rauschens vor und nach der DFT auf die komplette Bandbreite B gleichmäßig verteilt ist. Der Rauschterm $(\mathbf{Z}'_q)_{n,m}$ kann dabei als mittelwertfreie, komplexwertige Zufallsvariable betrachtet werden, die eine zweidimensionale Normalverteilung aufweist, deren Komponenten stochastisch unabhängig sind [Jae12]. Die Mittelwerte und Varianzen von Inphasen- und Quadraturkomponente betragen $\mu_\mathrm{I} = \mu_\mathrm{Q} = 0$ bzw. $\sigma_\mathrm{I}^2 = \sigma_\mathrm{Q}^2 = \sigma_\mathrm{N}^2/2$, wodurch sich die Gesamtrauschleistung $\sigma_\mathrm{I}^2 + \sigma_\mathrm{Q}^2 = \sigma_\mathrm{N}^2$ ergibt.

Mithilfe der Summenorthogonalität [Kli01]

$$\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\frac{k(n'-n)}{N}} = \delta(n'-n)\tag{2.25}$$

lässt sich (2.23) schließlich weiter umformen zu

$$\begin{aligned}\left(\mathbf{Y}_q\right)_{n,m} = \sum_{h=0}^{H-1}\sum_{p=0}^{P-1}\sum_{n'=0}^{N-1} \alpha_{h,q,p} \cdot \left(\mathbf{X}_p\right)_{n',m} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi n' \Delta f\, \tau_{h,q,p}(m)} \\ \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_c \tau_{h,q,p}(m)} \cdot \delta(n'-n) + \left(\mathbf{Z}'_q\right)_{n,m} \\ = \sum_{h=0}^{H-1}\sum_{p=0}^{P-1} \alpha_{h,q,p} \cdot \left(\mathbf{X}_p\right)_{n,m} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi n \Delta f\, \tau_{h,q,p}(m)} \\ \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_c \tau_{h,q,p}(m)} + \left(\mathbf{Z}'_q\right)_{n,m}.\end{aligned} \tag{2.26}$$

Abbildung 2.7 skizziert den Aufbau des Empfängers von den Q Empfangsantennen bis zur Rückgewinnung der empfangenen Modulationssymbole, die gleichzeitig die Nutzdaten des OFDM-Rahmens darstellen. Bis zu diesem Punkt ist der Empfänger des OFDM-Radars identisch zum Aufbau eines Kommunikationsempfängers auf Basis von OFDM. Erst im Anschluss daran folgt die eigentliche Radarsignalverarbeitung, mit deren Hilfe schlussendlich Entfernung, Geschwindigkeit und Winkel der Ziele geschätzt werden können.

2.4.3 Entfernen der Nutzdaten

Die für die Kommunikation mit anderen Systemen oder Sensoren eingesetzten Nutzdaten werden für die weitere Signalverarbeitung im Radarempfänger nicht mehr benötigt und müssen entfernt werden. Andernfalls würde die Phasenmodulation entlang der Unterträger, die durch die Laufzeit des Radarkanals hervorgerufen wurde, durch die phasenmodulierten Modulationssymbole überlagert werden. Um das zu verhindern, werden die empfangenen Nutzdaten $\mathbf{Y}$ elementweise durch die bekannten Sendedaten $\mathbf{X}$ dividiert. Bei Anwendung von *Subcarrier Interleaving* können im selben Schritt die orthogonalen Unterträger getrennt und den jeweiligen Sendern zugeordnet werden. Hierbei werden die

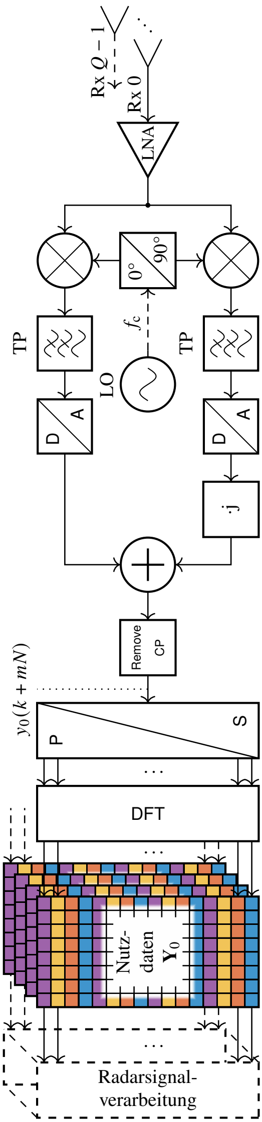


Abbildung 2.7: Empfängeraufbau von den Q Empfangsantennen bis zur Rückgewinnung der Modulationssymbole

von Kanal p ausgesandten und von Kanal q empfangenen Modulationssymbole nach der elementweisen Division in die Matrix $\mathbf{D}_{q,p}$ mit

$$\left(\mathbf{D}_{q,p}\right)_{n,m} = \begin{cases} \dfrac{\left(\mathbf{Y}_q\right)_{n,m}}{\left(\mathbf{X}_p\right)_{n,m}} & \text{für } (n-p) \bmod P = 0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \tag{2.27}$$

überführt. Diejenigen Zeilen der Matrix $\mathbf{D}_{q,p}$, die nicht dem gerade betrachteten Sendekanal p zugeordnet sind, werden zu Null gesetzt. Für alle anderen, d. h. für den Fall $(n-p) \bmod P = 0$, lässt sich aus (2.26) die Beziehung

$$\left(\mathbf{D}_{q,p}\right)_{n,m} = \sum_{h=0}^{H-1} \alpha_{h,q,p} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi n \Delta f\, \tau_{h,q,p}(m)} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_\mathrm{c} \tau_{h,q,p}(m)} + \left(\mathbf{Z}''_{q,p}\right)_{n,m} \tag{2.28}$$

ableiten. Häufig wird für die Modulationssymbole in $\mathbf{X}$ eine mehrstufige Phasenumtastung (engl. *M-ary phase-shift keying*, kurz M-PSK) verwendet, wodurch sich eine konstante Einhüllende im Spektrum ergibt. Wurden die Modulationssymbole darüber hinaus im Sender betragsmäßig auf Eins normiert, ändern sich die charakteristischen Eigenschaften des Rauschens $\mathbf{Z}''_{q,p}$, das aus der elementweisen Division von $\mathbf{Z}'_q$ durch $\mathbf{X}_p$ hervorgegangen ist, nicht.
Mithilfe von (2.14), (2.15) und (2.16) sowie der Vereinfachung in (2.22) kann (2.28) umgeformt werden zu

$$\begin{aligned}\left(\mathbf{D}_{q,p}\right)_{n,m} = \sum_{h=0}^{H-1} \alpha_{h,q,p} \cdot & \underbrace{\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi n \Delta f \frac{2R_{h,q,p}}{c_0}}}_{\text{Entfernungsschätzung}} \cdot \underbrace{\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi n \Delta f \frac{2v_{h,q,p} mT}{c_0}}}_{\text{Entfernungsmigration}} \\ & \cdot \underbrace{\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_\mathrm{c} \frac{2R_{h,q,p}}{c_0}}}_{\text{Winkelschätzung}} \cdot \underbrace{\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_\mathrm{c} \frac{2v_{h,q,p} mT}{c_0}}}_{\text{Geschwindigkeits-schätzung}} + \left(\mathbf{Z}''_{q,p}\right)_{n,m}.\end{aligned} \tag{2.29}$$

Der erste Exponentialterm weist hierbei eine linear fallende Phase entlang der Unterträger in Frequenzrichtung auf, deren Steigung proportional zur Laufzeit des zugehörigen Ziels ist. Dies kann im nächsten Schritt dazu genutzt werden, die Entfernung des Objekts zu schätzen. Der zweite Term berücksichtigt, dass sich die Entfernung bei bewegten Objekten während der Radarmessung ändert. Diese sogenannte Entfernungsmigration (engl. *range migration*) spielt vor allem bei hohen Geschwindigkeiten, Messdauern und/oder Entfernungsauflösungen

eine wichtige Rolle, da in diesen Fällen das Ziel während einer Messung über mehrere Entfernungszellen hinweg wandert. Für statische oder sich langsam bewegende Objekte bzw. einer geringen Entfernungsauflösung kann dieser Term vernachlässigt werden. Der dritte Term spiegelt die Phasenverzögerung

$$\phi_{h,q,p} = -2\pi f_\mathrm{c} \frac{2R_{h,q,p}}{c_0} = -4\pi \frac{R_{h,q,p}}{\lambda_\mathrm{c}} \tag{2.30}$$

wider, die sich durch die Laufzeit des Signals auf der Trägerfrequenz im Radarkanal ergeben hat. Hierbei können die Phasendifferenzen zwischen den verschiedenen Sende- und Empfangskanälen dazu genutzt werden, den Einfallswinkel des reflektierten Signals zu schätzen. Der vierte Term schließlich entspricht der Dopplerverschiebung

$$f_{\mathrm{D},h,q,p} = \frac{2 f_\mathrm{c} v_{h,q,p}}{c_0} = \frac{2 v_{h,q,p}}{\lambda_\mathrm{c}} \tag{2.31}$$

des Empfangs- gegenüber dem Sendesignal, die durch die relative radiale Bewegung des Objekts verursacht wird. Dieser Frequenzoffset führt zu einer linear ansteigenden Phase entlang der Zeitachse über die OFDM-Symbole hinweg und kann für die Schätzung der Geschwindigkeit der Zielobjekte genutzt werden.
Für die folgenden Signalverarbeitungsschritte können noch weitere Vereinfachungen durchgeführt werden, die für die meisten Radarsysteme zutreffend sein dürften. Die beiden wichtigsten Abschätzungen beziehen sich hierbei auf die Abhängigkeit der Entfernung und Geschwindigkeit vom exakten Sende- und Empfangsantennenindex p bzw. q. Diese Abhängigkeit kann größtenteils vernachlässigt und stattdessen die beiden Vereinfachungen

$$R_{h,q,p} \approx R_h, \tag{2.32}$$

$$v_{h,q,p} \approx v_h \tag{2.33}$$

durchgeführt werden, wenn für alle

$$p, p', q, q' \in \{p, p' = 0, \ldots, P-1; q, q' = 0, \ldots, Q-1 | p \neq p' \vee q \neq q'\}$$

die Bedingungen

$$R_{h,q,p} - R_{h,q',p'} \ll \Delta R, \tag{2.34}$$

$$v_{h,q,p} - v_{h,q',p'} \ll \Delta v \tag{2.35}$$

erfüllt sind. Das bedeutet, dass die Laufzeitunterschiede zwischen den einzelnen MIMO-Antennen und dem Ziel deutlich kleiner als die Entfernungsauflösung und die Unterschiede der jeweiligen Geschwindigkeiten kleiner als die Geschwindigkeitsauflösung sind. Durch die annähernd gleichen Entfernungen kann darüber hinaus der Dämpfungsfaktor als unabhängig von den Kanalindizes angenommen werden, d. h. $\alpha_{h,q,p} \approx \alpha_h$. Einzig für die Phase $\phi_{h,q,p}$ kann diese Vereinfachung nicht vorgenommen werden, da die Schätzung des Einfallswinkels der reflektierten Welle auf ebendiesen Phasenunterschieden zwischen den MIMO-Kanälen beruht.

2.4.4 Entfernungsschätzung

Bevor die eigentliche Entfernungsschätzung durchgeführt werden kann, muss bei einem realen Aufbau zunächst eine zyklische Verschiebung entlang der Unterträger durchgeführt werden. Wie in Abbildung 2.8 zu erkennen ist, dient diese *FFT-Shift* genannte Operation dazu, die OFDM-Unterträger in dieselbe Reihenfolge zu bringen, wie sie physikalisch im Radarkanal vorliegen. Die Ursache für diese Verschiebung liegt darin begründet, dass der Laufindex n bei der IDFT bzw. DFT zur Transformation zwischen Frequenz und Zeitbereich von $n = 0$ bis $N - 1$ statt von $-N/2$ bis $N/2 - 1$ läuft. Der DC-Träger, der den Index $n = 0$ aufweist, liegt daher vor der IDFT bzw. nach der DFT in den Abbildungen 2.8a und 2.8c ganz links statt in der Mitte des Spektrums. Nach der Digital-Analog-Wandlung, Tiefpassfilterung und dem Hochmischen in einem IQ-Mischer liegen die Unterträger mit den ursprünglichen Indizes $n = N/2, \ldots, N - 1$ jedoch unterhalb der Trägerfrequenz f_c. Durch die Laufzeit im Radarkanal erfährt jeder Unterträger anschließend eine Phasenverschiebung, die proportional zu dessen Frequenz ist. Nach der ersten DFT in den Frequenzbereich im Empfänger sind die beiden Hälften des Spektrums wieder vertauscht. Um zu gewährleisten, dass während der weiteren Signalverarbeitung entlang der Unterträger ein linearer Phasenverlauf und in der Mitte kein Bruch vorliegt, ist eine zyklische Verschiebung notwendig. Danach liegen die Unterträger wieder in derselben Reihenfolge wie im analogen Radarkanal vor, was ein Vergleich der beiden Abbildungen 2.8b und 2.8d verdeutlicht. Eine Möglichkeit, diese Verschiebung zu umgehen, bestünde darin, den Index n der IDFT bzw. DFT von $-N/2$ bis $N/2 - 1$ laufen zu lassen. Da bei den meisten Implementierungen jedoch der Bereich $n = 0, 1, \ldots, N - 1$ vorgegeben ist, wird der beschriebene *FFT-Shift*

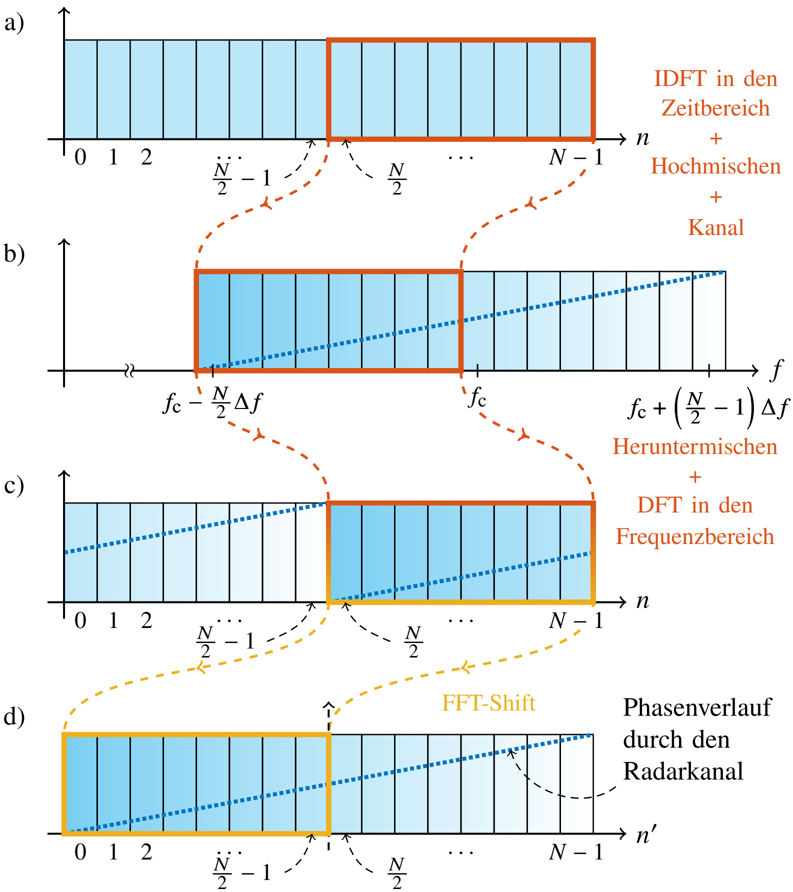


Abbildung 2.8: Anordnung der Unterträger sowie Phasenverlauf bedingt durch den Kanal: (a) im Sender vor der Transformation mittels IDFT in den Zeitbereich, (b) im analogen Empfangssignal auf der Trägerfrequenz, (c) im Empfänger nach der ersten DFT in den Frequenzbereich und (d) nach zyklischer Verschiebung, um die Anordnung wie im Radarkanal zu erhalten

benötigt. Die zuvor erläuterte Verschiebung wurde bei der Beschreibung des Radarkanals in Abschnitt 2.2 der Einfachheit halber jedoch nicht berücksichtigt, weshalb der *FFT-Shift* bei der Herleitung der folgenden Formeln ebenfalls nicht beachtet werden muss.
Für die eigentliche Entfernungsschätzung wird ausgenutzt, dass die Signallaufzeit im Radarkanal eine frequenzabhängige Phasenverschiebung entlang der Unterträger zur Folge hat. Um die Signallaufzeiten und damit die Entfernungen der Ziele zu extrahieren, wird für jede Spalte der Matrix $\mathbf{D}_{q,p}^{\text{shift}}$ entlang der Unterträger eine IDFT der Länge N,

$$\left(\mathbf{R}_{q,p}\right)_{\eta,m} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\mathbf{D}_{q,p}^{\text{shift}}\right)_{n,m} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi \frac{n\eta}{N}}, \tag{2.36}$$

berechnet. Wird im Weiteren die Definition der Matrix $\mathbf{D}_{q,p}^{\text{shift}}$ in (2.27) berücksichtigt, lässt sich die effektive Länge der Summe auf N/P reduzieren, wodurch sich

$$\left(\mathbf{R}_{q,p}\right)_{\eta,m} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/P-1} \left(\mathbf{D}_{q,p}^{\text{shift}}\right)_{p+n\cdot P,m} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi \frac{(p+n\cdot P)\eta}{N}} \tag{2.37}$$

$$= \frac{1}{N} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi \frac{p\eta}{N}} \cdot \sum_{n=0}^{N/P-1} \left(\mathbf{D}_{q,p}^{\text{shift}}\right)_{p+n\cdot P,m} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi \frac{n\eta}{N/P}} \tag{2.38}$$

ergibt. Nach Einsetzen von (2.29) sowie Berücksichtigung der Vereinfachungen (2.32) und (2.33) lässt sich der Ausdruck weiter umformen zu

$$\begin{aligned}\left(\mathbf{R}_{q,p}\right)_{\eta,m} = {} & \frac{1}{N} \sum_{h=0}^{H-1} \alpha_h \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_{h,q,p}} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi p \Delta f \frac{2R_h}{c_0}} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi \frac{p\eta}{N}} \\ & \cdot \left[\sum_{n=0}^{N/P-1} \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi n P \Delta f \frac{2R_h}{c_0}} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi \frac{n\eta}{N/P}} \right] \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{D},h} m T} \\ & + \underbrace{\frac{1}{N} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi \frac{p\eta}{N}} \cdot \sum_{n=0}^{N/P-1} \left(\mathbf{Z}''_{q,p}\right)_{p+P\cdot n,m} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi \frac{n\eta}{N/P}}}_{\left(\mathbf{Z}''_{q,p}\right)_{\eta,m}} .\end{aligned} \tag{2.39}$$

Der Term in eckigen Klammern, der sich auf ein einzelnes Ziel h bezieht, entspricht der Partialsumme einer geometrischen Reihe [BSMM16], deren Betrag zu

$$\left|\sum_{n=0}^{N/P-1}\left(\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\left(\frac{\eta}{N/P}-\frac{2P\Delta f R_h}{c_0}\right)}\right)^n\right| = \left|\frac{1-\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\frac{N}{P}\left(\frac{\eta}{N/P}-\frac{2P\Delta f R_h}{c_0}\right)}}{1-\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\left(\frac{\eta}{N/P}-\frac{2P\Delta f R_h}{c_0}\right)}}\right|$$
$$= \left|\frac{\mathrm{e}^{\mathrm{j}\pi\left(\eta-\frac{2N\Delta f R_h}{c_0}\right)}}{\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{\pi}{N/P}\left(\eta-\frac{2N\Delta f R_h}{c_0}\right)}}\right| \cdot \left|\frac{\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\pi\left(\eta-\frac{2N\Delta f R_h}{c_0}\right)}-\mathrm{e}^{\mathrm{j}\pi\left(\eta-\frac{2N\Delta f R_h}{c_0}\right)}}{\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{\pi}{N/P}\left(\eta-\frac{2N\Delta f R_h}{c_0}\right)}-\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{\pi}{N/P}\left(\eta-\frac{2N\Delta f R_h}{c_0}\right)}}\right|$$
$$= \left|\frac{\sin\left(\pi\left(\eta-\frac{2N\Delta f R_h}{c_0}\right)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{N/P}\left(\eta-\frac{2N\Delta f R_h}{c_0}\right)\right)}\right| \tag{2.40}$$

umgeformt werden kann. Da im Argument der Sinusfunktion des Nenners eine Division durch N/P stattfindet, kann über weite Bereiche des Entfernungsspektrums die Annahme $\left|\frac{\pi}{N/P}\left(\eta-\frac{2N\Delta f R_h}{c_0}\right)\right| < 1$ getroffen werden. Dies Aussage ist insbesondere im Bereich des Punktes $\eta = 2N\Delta f R_h/c_0$ gültig. Nach der Taylorreihenentwicklung kann die Sinusfunktion daher näherungsweise durch deren Argument ersetzt werden. Hierdurch ergibt sich eine sinc-Funktion,

$$\frac{\sin\left(\pi\left(\eta-\frac{2N\Delta f R_h}{c_0}\right)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{N/P}\left(\eta-\frac{2N\Delta f R_h}{c_0}\right)\right)} \approx \frac{N}{P}\cdot\frac{\sin\left(\pi\left(\eta-\frac{2N\Delta f R_h}{c_0}\right)\right)}{\pi\left(\eta-\frac{2N\Delta f R_h}{c_0}\right)}, \tag{2.41}$$

die ihr Maximum im Punkt

$$\hat{\eta} = \frac{2N\Delta f R_h}{c_0} = \frac{R_h}{\frac{c_0}{2B}} = \frac{R_h}{\Delta R} \tag{2.42}$$

besitzt, wobei der Zusammenhang $B = N\cdot\Delta f$ genutzt wurde. ΔR stellt die Entfernungsauflösung des Radars (siehe Abschnitt 2.6.1) dar und korrespondiert mit der Schrittweite des Entfernungsspektrums nach der IDFT in (2.36). Da R_h in der Regel jedoch keinem ganzzahligen Vielfachen der Entfernungsauflösung entspricht, liegt das analytisch berechnete Maximum meistens nicht auf einem der IDFT-Bins. Stattdessen weist im Radarbild derjenige Bin den höchsten Wert auf, der am nächsten an $\hat{\eta}$ liegt. Um die Position des Maximums genauer be-

stimmen zu können, kann beispielsweise das in Abschnitt 2.4.7 beschriebene *Zero Padding* oder alternativ eine Interpolation durchgeführt werden.
Darüber hinaus beschreibt die hergeleitete sinc-Funktion die charakteristische Erscheinungsform eines einzelnen Ziels im Radarbild, sofern keine zusätzliche Fensterfunktion (siehe Abschnitt 2.4.6) zur Unterdrückung von Nebenmaxima eingesetzt wird.
Die IDFT des Rauschterms in (2.39) entspricht einer Summation von um den Ursprung gedrehten, komplexwertigen, normalverteilten Zufallsvariablen. Durch die Drehung ändert sich die Varianz der einzelnen Summanden sowie deren Mittelwert von Null nicht. Auch nach der Summation ist die neu entstehende Zufallsvariable $(\mathbf{Z}''_{q,p})_{\eta,m}$ weiterhin mittelwertfrei. Deren Varianz und damit die Rauschleistung kann entsprechend [JW02] zu $N/P \cdot \sigma_\mathrm{N}^2$ berechnet werden. Da aber gleichzeitig die Maxima der Ziele im Entfernungsspektrum eine Zunahme der Amplitude um N/P und damit der Signalleistung um $(N/P)^2$ aufweisen, nimmt das Signal-zu-Rauschverhältnis durch die IDFT um $(N/P)^2/(N/P) = N/P$ zu. Dies ist letztlich darauf zurückzuführen, dass bei der IDFT des eigentlichen Signals eine kohärente Summation durchgeführt wird, während beim Rauschen unkorrelierte Werte addiert werden.

2.4.5 Geschwindigkeitsschätzung

Für die Schätzung der Geschwindigkeit wird der Dopplereffekt ausgenutzt, der bei bewegten Objekten eine Frequenzverschiebung des reflektierten gegenüber dem gesendeten Signal verursacht. Diese Verschiebung führt entlang der Zeitachse in Richtung der OFDM-Symbole zu einer kontinuierlichen Phasen-

drehung, deren Steigung proportional zur Geschwindigkeit ist. Um hieraus die Objektgeschwindigkeiten zu extrahieren, wird eine DFT der Länge M,

$$\left(\mathbf{V}_{q,p}\right)_{\eta,\mu} = \sum_{m=0}^{M-1} \left(\mathbf{R}_{q,p}\right)_{\eta,m} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\frac{m\mu}{M}} \tag{2.43}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{N}\sum_{h=0}^{H-1} \alpha_h \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_{h,q,p}} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi p\Delta f\frac{2R_h}{c_0}} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\frac{p\eta}{N}} \\ &\quad \cdot \left[\sum_{n=0}^{N/P-1} \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi nP\Delta f\frac{2R_h}{c_0}} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\frac{n\eta}{N/P}}\right] \cdot \left[\sum_{m=0}^{M-1} \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{D},h} mT} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\frac{m\mu}{M}}\right] \\ &\quad + \underbrace{\frac{1}{N}\sum_{m=0}^{M-1} \left(\mathbf{Z}''_{q,p}\right)_{\eta,m} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\frac{m\mu}{M}}}_{\left(\mathbf{Z}''_{q,p}\right)_{\eta,\mu}}, \end{aligned} \tag{2.44}$$

entlang der Zeilen der Matrix $\mathbf{R}_{q,p}$ berechnet. Die beiden Terme in den eckigen Klammern, die durch Einsetzen von (2.39) entstehen, dienen hierbei der Schätzung von Entfernung und Geschwindigkeit. Da sie nur durch eine Multiplikation verbunden sind und unabhängig voneinander berechnet werden können, sind die Schätzung von Entfernung und Geschwindigkeit prinzipiell losgelöst voneinander möglich. Dies ist beispielsweise im Kontrast zu klassischem FMCW-Radar zu sehen, bei dem sowohl die Signallaufzeit als auch die relative Bewegung zu einer Frequenzverschiebung im Ausgangssignal des Empfängers führen. Vor allem bei Szenarien mit mehreren Zielen können die beiden Beiträge dann nur mit einigem Aufwand voneinander getrennt werden.

Zu beachten ist darüber hinaus, dass in $\mathbf{V}_{q,p}$ die positiven Geschwindigkeiten im Bereich $\mu = 0, \ldots, M/2-1$ liegen und die negativen bei $\mu = M/2, \ldots, M-1$ vorzufinden sind. Durch Anwendung eines *FFT-Shifts* entlang der M Spalten kann jedoch eine linear aufsteigende Anordnung der Geschwindigkeits-Bins erfolgen.

Ähnlich zu (2.40) kann auch der zweite Ausdruck in eckigen Klammern in (2.44) mithilfe der endlichen geometrischen Reihe umgeformt werden zu

$$\begin{aligned}\left|\sum_{m=0}^{M-1}\left(\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\left(\frac{\mu}{M}-f_{\mathrm{D},h}T\right)}\right)^m\right| &= \left|\frac{1-\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi M\left(\frac{\mu}{M}-f_{\mathrm{D},h}T\right)}}{1-\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\left(\frac{\mu}{M}-f_{\mathrm{D},h}T\right)}}\right| \\ &= \left|\frac{\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\pi\left(\mu-Mf_{\mathrm{D},h}T\right)}}{\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{\pi}{M}\left(\mu-Mf_{\mathrm{D},h}T\right)}}\right|\cdot\left|\frac{\mathrm{e}^{\mathrm{j}\pi\left(\mu-Mf_{\mathrm{D},h}T\right)}-\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\pi\left(\mu-Mf_{\mathrm{D},h}T\right)}}{\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{\pi}{M}\left(\mu-Mf_{\mathrm{D},h}T\right)}-\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{\pi}{M}\left(\mu-Mf_{\mathrm{D},h}T\right)}}\right| \\ &= \left|\frac{\sin\left(\pi\left(\mu-Mf_{\mathrm{D},h}T\right)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{M}\left(\mu-Mf_{\mathrm{D},h}T\right)\right)}\right|. \end{aligned}\tag{2.45}$$

Für $\left|\frac{\pi}{M}\left(\mu-Mf_{\mathrm{D},h}T\right)\right|<1$ kann die Sinusfunktion im Nenner von (2.45) näherungsweise durch deren Argument ersetzt werden, was insbesondere im Bereich des Punktes $\mu = Mf_{\mathrm{D},h}T$ gilt. Hierdurch ergibt sich eine sinc-Funktion,

$$\frac{\sin\left(\pi\left(\mu-Mf_{\mathrm{D},h}T\right)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{M}\left(\mu-Mf_{\mathrm{D},h}T\right)\right)} \approx M\cdot\frac{\sin\left(\pi\left(\mu-Mf_{\mathrm{D},h}T\right)\right)}{\pi\left(\mu-Mf_{\mathrm{D},h}T\right)},\tag{2.46}$$

die ihr Maximum im Punkt

$$\hat{\mu} = Mf_{\mathrm{D},h}T = \frac{2f_{\mathrm{c}}MTv_h}{c_0} = \frac{v_h}{\frac{c_0}{2f_{\mathrm{c}}T_{\mathrm{obs}}}} = \frac{v_h}{\Delta v}\tag{2.47}$$

besitzt, wobei (2.31) und der Zusammenhang $T_{\mathrm{obs}} = M\cdot T$ verwendet wurden. Δv stellt die Geschwindigkeitsauflösung des Radars (siehe Abschnitt 2.6.1) dar und entspricht der Schrittweite des Geschwindigkeitsspektrums nach der DFT in (2.43). Auch in diesem Fall kann das analytisch berechnete Maximum wieder zwischen zwei DFT-Bins liegen.

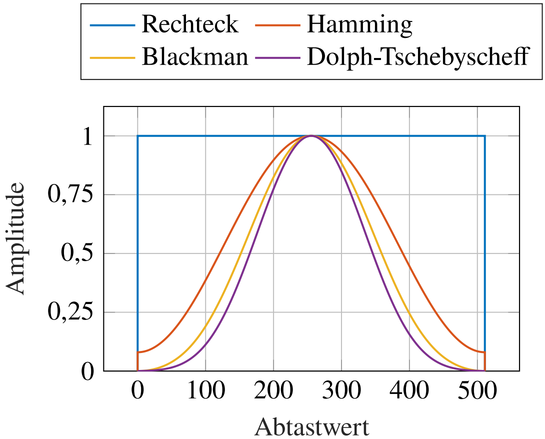
Wie bei der Entfernungsschätzung ergibt sich auch bei der Geschwindigkeitsschätzung wieder näherungsweise eine sinc-Funktion, deren beide größten Nebenmaxima nur um circa 13 dB gegenüber dem Hauptmaximum gedämpft sind. Da in der Realität jedoch oft Ziele mit stark unterschiedlichen Radarrückstreuquerschnitten auftreten können und zusätzlich durch die Ausbreitung der Signalenergie im Raum die Leistung mit zunehmender Entfernung stark abnimmt, können die hohen Nebenmaxima der sinc-Funktion sehr leicht schwächere oder weiter entfernt liegende Ziele überdecken. Aus diesem Grund können sogenannte Fensterfunktionen angewandt werden, um die Nebenmaxima zu dämpfen.

2.4.6 Fensterung

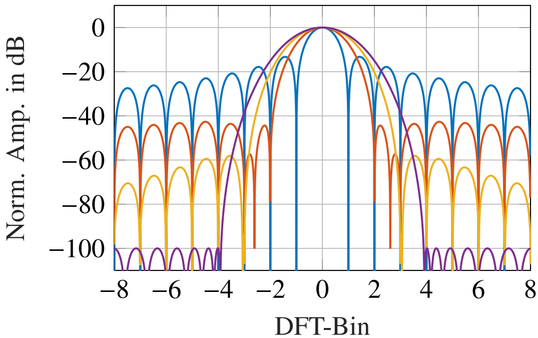
Wie bereits erwähnt, haben Fensterfunktionen das Ziel, die im Radarbild auftretenden Nebenmaxima in Entfernungs- und Geschwindigkeitsrichtung zu dämpfen, um so die Detektion von Geisterzielen zu verhindern. Die in (2.41) und (2.46) hergeleiteten sinc-Funktionen entstehen letztlich durch die harte Begrenzung der Bandbreite sowie der Messdauer mittels Rechteckfunktionen. Deren Fourier-Transformierte entsprechen den zuvor beschriebenen sinc-Funktionen, die im Spektralbereich mit den eigentlichen Dirac-Funktionen im Radarbild gefaltet werden. Die Dirac-Funktionen würden sich bei einer unendlichen Bandbreite und Messdauer ergeben, was bei einer realen Anwendung jedoch nicht möglich ist. Das Ziel der Fensterung ist folglich, die harten Kanten der Rechteckfunktionen abzumildern, wodurch die Pegel der Nebenmaxima im Spektralbereich reduziert werden, wie Abbildung 2.9 für einige typische Fensterfunktionen zeigt. Ergänzend sind in Tabelle 2.1 auf Basis von [Har78] einige charakteristische Eigenschaften der abgebildeten Fensterfunktionen dargestellt. Je nach eingesetztem Fenster lassen sich die Nebenmaxima beträchtlich verringern, teilweise um bis zu 100 dB. Ein Nachteil ist hierbei, dass sich die Breite des gewünschten Hauptmaximums umso mehr aufweitet, je stärker die Pegel der Nebenmaxima reduziert werden, wie ein Blick auf Abbildung 2.9b und Tabelle 2.1 zeigt. Dieser Zusammenhang lässt sich letztlich auf das Unschärfe-Prinzip [Kar17] zurückführen, das unter anderem besagt, dass eine Verschmälerung im Zeitbereich, wie sie in Abbildung 2.9a zu sehen ist, zu einer Aufweitung

Tabelle 2.1: Typische Fensterfunktionen und ihre charakteristischen Eigenschaften

Fenster	Größtes Nebenmax. in dB	Äquivalente Rauschbandbreite in DFT-Bins	3 dB-Bandbreite in DFT-Bins	6 dB-Bandbreite in DFT-Bins	Scalloping Loss in dB
Rechteck	−13,3	1,00	0,89	1,21	3,92
Hamming	−42,7	1,36	1,30	1,81	1,75
Blackman	−58,1	1,73	1,64	2,30	1,10
Dolph-Tscheby-scheff (100 dB)	−100,0	1,94	1,84	2,58	0,88



(a) Fensterfunktionen im Zeitbereich



(b) Fourier-Transformierte der Fensterfunktionen, normiert auf das jeweilige Maximum im Frequenzbereich

Abbildung 2.9: Typische Fensterfunktionen mit einer exemplarischen Länge von $N = 512$: (a) im Zeitbereich und (b) nach der Fourier-Transformation in den Frequenzbereich

des Spektrums im Frequenzbereich führt. Gleichzeitig nimmt mit zunehmender Dämpfung der Nebenmaxima auch das Signal-zu-Rauschverhältnis leicht ab, was durch die Zunahme der äquivalenten Rauschbandbreite (engl. *equivalent noise bandwidth*, kurz ENBW) in Tabelle 2.1 erklärbar ist. Sofern die ENBW auf DFT-Bins bezogen wird, beträgt die logarithmierte Abnahme des SNRs genau $10\log_{10}(ENBW)$ [Har78].
Ein weiterer Vorteil der Fensterung stellt die Verringerung des sogenannten *Scalloping Losses* dar [Har78], der auf der groben Rasterung des Entfernungs- und Geschwindigkeitsspektrums in N bzw. M Linien (engl. *bins*) basiert. Der Verlust tritt dann bei einem Ziel auf, wenn dessen Entfernung oder Geschwindigkeit zwischen zwei DFT-Bins liegt. In diesem Fall ist aufgrund der Rasterung nicht mehr das eigentliche Maximum zu erkennen, sondern im Extremfall, wenn sich das Ziel genau in der Mitte der Bins befindet, zwei nebeneinander liegende Maxima mit reduzierter Amplitude. Bei einem Rechteckfensters ist deren Höhe um bis zu 3,92 dB verringert. Mit zunehmender Aufweitung des Hauptmaximums bei anderen Fensterfunktionen reduziert sich der beschriebene Verlust.

2.4.7 Zero Padding

Eine weitere Möglichkeit, sowohl den *Scalloping Loss* zu verringern als auch die Position des Maximums genauer zu bestimmen, besteht im sogenannten *Zero-Padding*-Verfahren. Hierbei wird die Rasterung der IDFT bzw. DFT verkleinert, ohne die eigentliche Auflösung zu ändern. Erreicht wird dies durch ein Anhängen von $(N-1)\cdot ZP$ bzw. $(M-1)\cdot ZP$ Nullen an den eigentlichen Signalvektor und einer anschließenden Vergrößerung der IDFT auf eine Länge von $N\cdot ZP$ bzw. $M\cdot ZP$ bei der DFT. ZP stellt dabei den sogenannten *Zero-Padding*-Faktor dar, der angibt, in welchem Maß die Linienzahl erhöht wird. Betont werden muss hierbei, dass durch das *Zero Padding* die Auflösung des Radars (siehe Abschnitt 2.6.1) nicht geändert wird, einzig die Genauigkeit wird verbessert. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die eigentliche Bandbreite und Messdauer unverändert bleiben.

2.5 Winkelschätzung

Bei modernen Radarsensoren spielt nicht nur die Messung des Abstands und der relativen Geschwindigkeit der Objekte in der Umgebung eine Rolle, sondern immer stärker auch deren genaue Position. Hierfür werden neben den Abstandsinformationen zusätzlich auch die Einfallswinkel der zurückreflektierten Wellen gemessen. Je nach Anwendungsfall genügt dabei entweder die Bestimmung des Azimutwinkels, d. h. die Lage in der horizontalen Ebene, oder zusätzlich wird auch noch der Elevationswinkel benötigt. Der Trend zu einer immer besseren Winkelauflösung ist hierbei insbesondere bei Automobilradaren seit einigen Jahren zu beobachten. Zunächst wurden die Radarsensoren mit der Möglichkeit ausgestattet, den Azimutwinkel zu messen, beispielsweise um Fahrzeuge auf verschiedenen Fahrspuren unterscheiden zu können. Die Trennfähigkeit von Objekten in Elevationsrichtung war anfangs, wenn überhaupt, nur sehr eingeschränkt vorhanden. In der Zwischenzeit wird jedoch auch die Elevationsauflösung sukzessive verbessert, beispielsweise um unterscheiden zu können, ob ein Objekt über- bzw. unterfahren werden kann oder ob das Auto besser bremsen sollte. Zwei konkrete Anwendungsfälle sind hierbei eine metallische Dose auf dem Boden, die keine Notbremsung auslösen sollte, sowie Schilderbrücken oder Parkhäuser, bei denen niedrige Stahlträger oder Decken zahlreiche Zieldetektionen hervorrufen können.
Die ersten Radarsensoren mit der Fähigkeit zur Winkelschätzung nutzten hierfür meist das Prinzip einer mechanisch schwenkenden Antenne, die jedoch teuer und durch die beweglichen Teile fehleranfällig ist [UK16]. Eine Verbesserung stellten daher sogenannte *Phased Arrays* dar, die einen Schwenk der Antennenkeule auf elektronischem Weg durch das Kontrollieren der Phase des Signals vor bzw. hinter den Antennen ermöglichen. Allerdings besteht dabei nach wie vor das Problem, dass immer nur ein Winkelsegment zu einem bestimmten Zeitpunkt beleuchtet wird. Aus diesem Grund wird in der Zwischenzeit häufig das Prinzip des *Digital Beamforming* genutzt, bei dem die komplette Szene ausgeleuchtet wird und erst nach der Digitalisierung alle Empfangskanäle mit digitalen Phasen beaufschlagt werden. Hierbei können im Digitalen parallele Antennenkeulen in verschiedene Richtungen ausgebildet werden, sodass gleichzeitig alle gewünschten Winkelbereiche abgedeckt werden können.

Für die Winkelauflösung des Radarsensors ist insbesondere die Größe der Antennenapertur d_a entscheidend, denn nach [HTS+12] ist die Auflösung

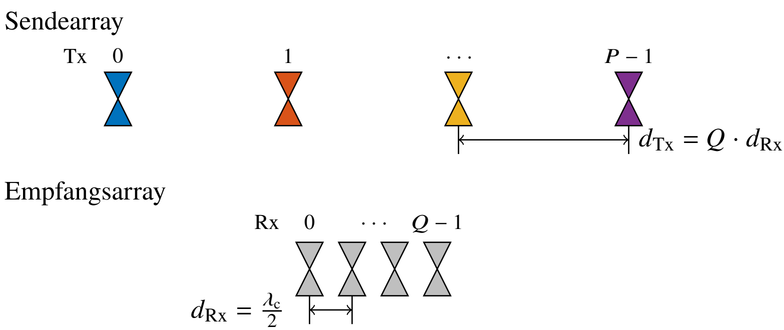
$$\Delta\varphi = 1{,}22 \cdot \frac{\lambda_\mathrm{c}}{d_\mathrm{a}} \tag{2.48}$$

umgekehrt proportional zu dieser, wobei λ_c die Freiraumwellenlänge bei der Trägerfrequenz darstellt. Gleichzeitig muss jedoch berücksichtigt werden, dass auch der Abstand zwischen den einzelnen Antennenelementen eine entscheidende Rolle spielt. Ist dieser zu groß, wird der Winkelbereich eingeschränkt, in dem die Einfallswinkel eindeutig bestimmt werden können. Dies ist darauf zurückzuführen, dass sich je nach Abstand der Antennen in der gemeinsamen Richtcharakteristik Gitterkeulen (engl. *grating lobes*) ausbilden und folglich nicht mehr unterschieden werden kann, ob die einfallende Welle aus Richtung der Haupt- oder der Nebenkeule kam. Idealerweise beträgt der Abstand der Antennen eine halbe Freiraumwellenlänge, da dann ein Winkelbereich von ±90° abgedeckt werden kann. Dies hat jedoch zur Folge, dass für eine große Apertur eine Vielzahl von Antennen benötigt wird, wodurch der Sensor sehr teuer werden würde. Aus diesem Grund wird oftmals auf das Prinzip des virtuellen Antennenarrays zurückgegriffen, mit dessen Hilfe die Anzahl der physikalisch vorhandenen Antennen reduziert werden kann, ohne auf eine regelmäßige Anordnung der Elemente mit kleinen Abständen verzichten zu müssen.

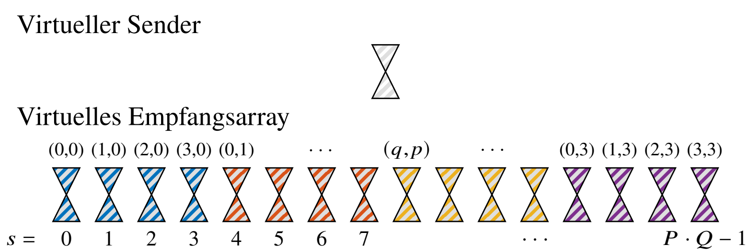
2.5.1 Virtuelles Antennenarray

Das Grundprinzip des virtuellen Antennenarrays besteht darin, im Digitalen ein virtuelles Empfangsarray nachzubilden, dessen Kanalanzahl höher ist als die Anzahl an physikalisch vorhandenen Sende- und Empfangsantennen. Die relativen Phasenlagen der Signale, die den einzelnen virtuellen Kanälen zugeordnet werden können, entsprechen dabei trotzdem dem Fall, als ob das Array tatsächlich existieren würde. Aus diesem Grund kann eine Winkelauflösung und ein Eindeutigkeitsbereich erreicht werden, der der Größe des virtuellen Arrays und dem Abstand der enthaltenen Antennenelemente entspricht. Voraussetzung dabei ist, dass an jedem Empfänger die Signale der unterschiedlichen Sendeantennen getrennt und diesen eindeutig zugeordnet werden können. Hierfür kommt das MIMO-Verfahren zur Anwendung, das orthogonale oder zumindest unkorrelierte Sendesignale nutzt. In Folge dessen lässt sich im Empfänger

jedem der orthogonalen Signale nach deren Separation ein klar definiertes Sende-Empfangsantennen-Paar zuordnen, das wiederum einem der Elemente im virtuellen Empfangsarray entspricht.
Die Anordnung der Sende- und Empfangsantennen, die notwendig ist, um das beschriebene virtuelle Array im Empfänger bilden zu können, zeigt Abbildung 2.10 anhand eines gleichförmigen linearen Arrays mit jeweils vier Sende- und Empfangsantennen, die zusammen ein virtuelles Array aus 16 Elementen bilden. Die P Sendeantennen weisen hierbei einen Abstand von $d_{\mathrm{Tx}} = Q \cdot d_{\mathrm{Rx}}$ auf, wobei Q die Anzahl und d_{Rx} der Abstand der Empfangsantennen ist. Dieser beträgt im dargestellten Fall $d_{\mathrm{Rx}} = \lambda_{\mathrm{c}}/2$, um den maximal möglichen Eindeutigkeitsbereich ausschöpfen zu können.
Das virtuelle Array entsteht nun, indem Kopien des physikalisch existieren-



(a) Physikalische Anordnung der Sende- und Empfangsantennen



(b) Virtuelles Antennenarray mit $P \cdot Q$ virtuellen Empfangskanälen

Abbildung 2.10: Erzeugung des virtuellen Arrays aus den gleichförmigen Sende- und Empfangsantennenarrays mit $P = Q = 4$

den Empfangsarrays an alle Positionen der Sendeantennen geschoben werden. Durch die geschickte Wahl des Abstands der Sendeantennen entsteht dabei ein virtuelles Array aus $P \cdot Q$ gleichmäßig angeordneten Elementen, die jeweils einen Abstand von $\lambda_c/2$ untereinander aufweisen. Zu dem resultierenden virtuellen Empfangsarray gehört auch ein Sender, der genau in der Mitte des Arrays liegt. Die Halbwertsbreite ψ_{HPBW} ist in [Sit17] als

$$\psi_{\text{HPBW}} \approx \frac{2{,}782\lambda_c}{\pi P Q d_{\text{Rx}}} \tag{2.49}$$

angegeben. Erwähnt werden muss darüber hinaus noch, dass die in Abbildung 2.10a dargestellte Anordnung von Sende- und Empfangsantennen nicht die einzig mögliche Variante ist, die auf das abgebildete virtuelle Array führt. Um nachzuweisen, dass das resultierende virtuelle Empfangsarray seine Aufgabe erfüllt und zum einen trotz der geringeren Anzahl an physikalisch vorhandenen Antennen eine schmale Hauptkeule entsteht und zum anderen der geforderte Eindeutigkeitsbereich vorhanden ist, kann die Überlagerung der Richtcharakteristiken von Sende- und Empfangsarray, wie sie in Abbildung 2.11 dargestellt ist, herangezogen werden. Die Richtcharakteristik des Sendearrays weist dabei aufgrund ihrer großen Apertur eine schmale Hauptkeule auf, gleichzeitig entstehen aber durch den großen Elementabstand Gitterkeulen innerhalb des gewünschten Eindeutigkeitsbereichs. Beim Empfangsarray liegt genau der umgekehrte Fall vor, da bei diesem keine Gitterkeulen auftreten, sich dafür aber

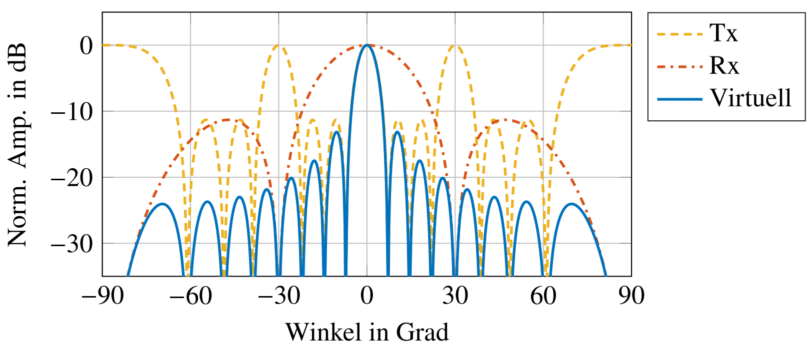


Abbildung 2.11: Richtcharakteristiken der gleichförmigen linearen Sende- und Empfangsarrays aus Abbildung 2.10 sowie deren Überlagerung zum virtuellen Array

aufgrund der kleinen Apertur eine breite Hauptkeule ergibt. Werden jedoch beide Richtcharakteristiken multipliziert, wie dies bei der Kombination aus Senden und Empfangen der Fall ist, können die Vorteile beider Arrayanordnungen miteinander kombiniert werden, wie die Linie des virtuellen Arrays in Abbildung 2.11 zeigt. Die resultierende Richtcharakteristik weist einerseits die schmale Hauptkeule des Sendearrays auf und andererseits werden durch die Charakteristik des Empfangsarrays die Gitterkeulen des Senders unterdrückt. Da die durchgeführte Multiplikation eine kommutative Operation ist, kann darüber hinaus gezeigt werden, dass die Verwendung der beiden Arrays zum Senden und Empfangen prinzipiell auch getauscht werden kann, ohne dass sich am Gesamtergebnis etwas ändert.

2.5.2 Digitales Beamforming

Für die Berechnung des Azimut-Einfallswinkels der reflektierten Welle (engl. *Direction of Arrival*, kurz DoA) werden die Radar-Matrizen $\mathbf{V}_{q,p}$ aller Kombinationen aus Sende- und Empfangskanälen in die Matrix

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{0,0} & \mathbf{V}_{1,0} & \dots & \mathbf{V}_{q,p} & \dots & \mathbf{V}_{Q-1,P-1} \end{bmatrix} \tag{2.50}$$

überführt [23]. Die jeweilige Position im Vektor ist dabei durch die Nummerierung in Abbildung 2.10b gegeben, wobei die relativen Phasenlagen der Antennen untereinander berücksichtigt wurden. Zur Vereinfachung werden die Antennen im virtuellen Array von links nach rechts linear aufsteigend mit dem Index s von 0 bis $P \cdot Q - 1$ durchnummeriert, wodurch die Vektorelemente in (2.50) als

$$\mathbf{G}_s = \mathbf{G}_{q+p\cdot Q} = \mathbf{V}_{q,p}, \tag{2.51}$$

mit $s = q + p \cdot Q$, $p = 0, 1, \dots, P-1$ und $q = 0, 1, \dots, Q-1$ angegeben werden können.

Zur Bestimmung der Einfallswinkel kann danach beispielsweise ein sogenanntes *Fourier Beamforming* mithilfe des *Beamsteering*-Vektors

$$\mathbf{b}_{\mathrm{BF}}(\varphi) = \Big[\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\left(-\frac{P\cdot Q-1}{2}\right)\frac{d}{\lambda_{\mathrm{c}}}\sin\varphi} \quad \dots \\ \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\left(-\frac{P\cdot Q-1}{2}+s\right)\frac{d}{\lambda_{\mathrm{c}}}\sin\varphi} \quad \dots \quad \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\left(\frac{P\cdot Q-1}{2}\right)\frac{d}{\lambda_{\mathrm{c}}}\sin\varphi} \Big] \tag{2.52}$$

für alle gewünschten Winkel φ durchgeführt werden. Hierbei ergibt sich die Matrix

$$\boldsymbol{\mathcal{H}}(\eta,\mu,\varphi) = \sum_{s=0}^{P\cdot Q-1} \mathbf{G}_s(\eta,\mu)\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\left(-\frac{P\cdot Q-1}{2}+s\right)\frac{d}{\lambda_{\mathrm{c}}}\sin\varphi}, \tag{2.53}$$

die im Fall eines eindimensionalen Antennenarrays Informationen über die Entfernung (Variable η), Geschwindigkeit (Variable μ) und den Azimutwinkel (Variable φ) der Zielobjekte enthält. $d = d_{\mathrm{Rx}} = \lambda_{\mathrm{c}}/2$ ist der Elementabstand der Antennen im virtuellen Array und φ kann sich im Bereich $[-90°, 90°]$ befinden, wodurch der komplette Azimutbereich vor der Antenne abgedeckt ist. Bei Verwendung einer zweidimensionalen Anordnung der Antennenelemente kann der *Beamsteering*-Vektor in (2.52) darüber hinaus so erweitert werden, dass zusätzlich auch der Elevationswinkel bestimmt werden kann [HMS+13]. Hierdurch erweitert sich $\boldsymbol{\mathcal{H}}$ auf vier Dimensionen.
Die einzelnen Schritte der Radarsignalverarbeitung, beginnend mit der elementweisen Division, der IDFT und DFT entlang der Unterträger bzw. OFDM-Symbole bis hin zum *Beamforming* sind in Abbildung 2.12 grafisch zusammengefasst.

2.6 Limitierungen

Die Auflösungen und Eindeutigkeitsbereiche, die mit einer bestimmten Parametrisierung eines OFDM-Radars erreicht werden können, unterliegen gewissen Grenzen. In der Regel wird bei der Auslegung eines Radarsystems jedoch umgekehrt vorgegangen, d. h. ausgehend von den Eigenschaften, die erfüllt werden sollen, wird anhand der folgenden Beziehungen die Parametrisierung des OFDM-Radars festgelegt.

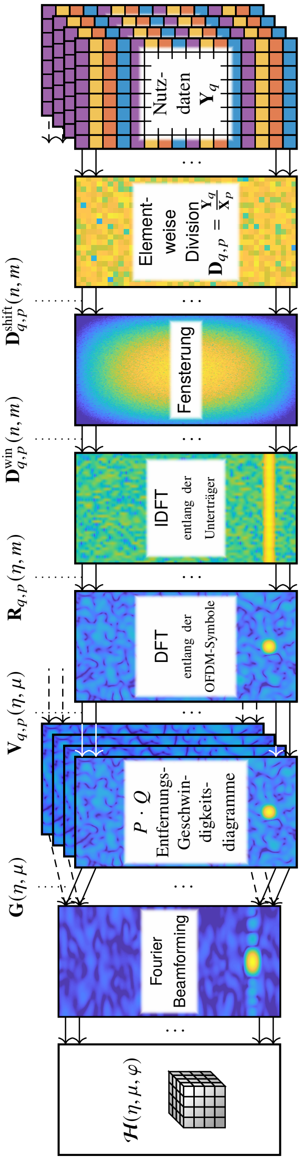


Abbildung 2.12: Signalverarbeitungskette für MIMO-OFDM-Radar mit *Subcarrier Interleaving*

2.6.1 Auflösungen

Vor allem im deutschen Sprachgebrauch muss zwischen den beiden Begriffen Auflösung (engl. *resolution*) und Genauigkeit (engl. *accuracy*) unterschieden werden. Während die Auflösung eines Radars die Trennfähigkeit zwischen zwei Objekten beschreibt und durch Methoden der Signalverarbeitung nicht erhöht werden kann, gibt die Genauigkeit an, wie präzise die Parameter eines einzelnen Ziels geschätzt werden können. Sie kann im Gegensatz zur Auflösung beispielsweise durch *Zero Padding* oder Interpolation verbessert werden.

Entfernungsauflösung

Die Entfernungsauflösung in radialer Richtung

$$\Delta R = \frac{c_0}{2B} \tag{2.54}$$

gibt an, wie nah beieinander sich zwei Punktziele mit identischem RCS befinden können, um vom Radar noch als zwei separate Objekte wahrgenommen zu werden. Die in (2.54) angegebene Berechnungsvorschrift, die sich letztlich aus (2.42) herleiten lässt, ist dabei identisch zu derjenigen jedes anderen Radarmodulationsverfahrens und hängt einzig von der Lichtgeschwindigkeit c_0 und der Signalbandbreite B ab. In der Praxis ist die effektiv erreichbare Auflösung jedoch deutlich geringer als der theoretisch mögliche Wert, was unter anderem an der Verbreiterung der Maxima durch die Fensterung liegt.

Geschwindigkeitsauflösung

Die Geschwindigkeitsauflösung

$$\Delta v = \frac{c_0}{2 f_c T_{obs}} = \frac{c_0}{2 f_c M \left(T_0 + T_{cp}\right)} \tag{2.55}$$

ist ebenfalls unabhängig von der Wellenform und hängt neben der Lichtgeschwindigkeit nur von der Trägerfrequenz f_c und der Messdauer T_{obs} ab. Dies ist darauf zurückzuführen, dass bei einer längeren zeitlichen Messdauer aufgrund der Frequenz-Zeit-Unschärferelation die Dopplerverschiebung und damit

die relative Geschwindigkeit genauer bestimmt werden können. Im Gegensatz zur Entfernungsauflösung lässt sich die Auflösung der Geschwindigkeit in der Regel deutlich leichter erhöhen, da eine Vergrößerung der Messdauer einfacher zu erreichen ist als eine Erhöhung der Signalbandbreite, die durch die Abtastraten der DA- und AD-Wandler beschränkt ist. Allerdings sind der Vergrößerung der Beobachtungsdauer in der Realität Grenzen gesetzt, da sich in diesem Fall zum einen die Aktualisierungsrate des Radars verringert und zum anderen der Effekt der Entfernungsmigration (siehe Abschnitt 2.4.3) bei schnellen Objekten stärker in Erscheinung tritt.

2.6.2 Eindeutigkeitsbereiche

Die Eindeutigkeitsbereiche geben an, bis zu welcher maximalen Entfernung bzw. Geschwindigkeit eines Objekts der Radarsensor dessen Parameter noch korrekt schätzen kann. Über diese Grenze hinaus kann das Ziel zwar noch weiterhin detektiert werden, der ausgegebene Wert entspricht dann allerdings nicht mehr dem tatsächlichen. Dies ist letztlich darauf zurückzuführen, dass bei der Abtastung in Frequenz- oder Zeitrichtung das Abtasttheorem verletzt und die über dem Maximalwert liegende Detektion in den vorherigen Eindeutigkeitsbereich hineingefaltet wird. In der Praxis bewirkt jedoch parallel dazu die Dämpfung des Kanals, dass weit entfernte Ziele irgendwann im Rauschen des Radarbilds untergehen.

Maximale eindeutig messbare Entfernung

Die im Folgenden hergeleitete, maximale eindeutig messbaren Entfernung (engl. *unambiguous range*) gilt für eine gleichförmige Unterträgerbelegung im Fall von *Subcarrier Interleaving*, bei der jedem Sender N/P gleichmäßig verteilte Unterträger zugeordnet werden. Für diesen Fall lässt sich beim zentralen Term des Entfernungsspektrums in (2.40) feststellen, dass aufgrund der enthaltenen Sinusfunktionen eine Periodizität für $\eta + i \cdot N/P$ mit $i \in \mathbb{Z}$, $N/P \in \mathbb{N}$ vorliegt. Der IDFT-Bin, der den maximalen Eindeutigkeitsbereich markiert, entspricht dabei $\eta = N/P$. Hieraus ergibt sich die maximale eindeutig messbare Entfernung zu

$$R_{\mathrm{ua}} = \frac{N}{P} \cdot \Delta R. \tag{2.56}$$

Ziele mit $R \geq R_{\text{ua}}$ werden durch die Periodizität im Bereich $[0, R_{\text{ua}})$ dargestellt und können von tatsächlich in diesem Intervall liegenden Zielen nicht unterschieden werden. Allerdings nimmt die Empfangsleistung mit $1/R^4$ schnell ab, weshalb weiter entfernt liegende Objekte ab einer gewissen Distanz im Rauschen untergehen. Um sicherzustellen, dass alle gewünschten Ziele bis zu einer bestimmten Entfernung richtig geschätzt werden, muss bei der Auslegung des OFDM-Radar-Systems deshalb ein ausreichend großer Eindeutigkeitsbereich vorgesehen werden.
Im Gegensatz dazu entfällt bei TDM-MIMO die Reduktion des Eindeutigkeitsbereichs in Entfernungsrichtung um den Faktor P, da in diesem Fall alle Unterträger eines OFDM-Symbols einem einzelnen Sendekanal zugeordnet sind. In Folge dessen nimmt die Abtastdichte in Frequenzrichtung gegenüber einem SISO-System nicht ab.

Maximale eindeutig messbare Geschwindigkeit

Die maximale eindeutig messbare Geschwindigkeit (engl. *unambiguous velocity*) v_{ua} lässt sich entweder ebenfalls mit der Periodizität der Sinusfunktionen in (2.45) begründen oder alternativ direkt auf das Abtasttheorem zurückführen. Bei der zur Geschwindigkeitsschätzung eingesetzten DFT im Fall von *Subcarrier Interleaving* entspricht die zu Grunde liegende Abtastzeit genau der Dauer eines OFDM-Symbols $T = T_0 + T_{\text{cp}}$ einschließlich zyklischem Präfix. Die daraus resultierende Abtastfrequenz, die doppelt so groß sein muss wie die maximale vorkommende Dopplerverschiebung $f_{\text{D,max}} = 2 f_{\text{c}} v_{\text{ua}}/c_0$, beträgt somit

$$\frac{1}{T} = 2 f_{\text{D,max}} = \frac{4 f_{\text{c}} v_{\text{ua}}}{c_0}. \tag{2.57}$$

Durch Umformen ergibt sich hieraus die maximale eindeutig messbare Geschwindigkeit schließlich zu

$$v_{\text{ua}} = \pm \frac{c_0}{4 f_{\text{c}} T} = \pm \frac{M c_0}{4 f_{\text{c}} T_{\text{obs}}} = \pm \frac{M}{2} \Delta v, \tag{2.58}$$

wobei berücksichtigt ist, dass durch den IQ-Empfänger sowohl negative als auch positive Geschwindigkeiten geschätzt werden können. Außerdem wurde in (2.58) der Zusammenhang $T_{\text{obs}} = M \cdot T$ verwendet, um v_{ua} in Abhängigkeit der Geschwindigkeitsauflösung Δv darzustellen.

Im Gegensatz zum *Subcarrier Interleaving* verringert sich bei TDM-MIMO der Eindeutigkeitsbereich in Geschwindigkeitsrichtung um den Faktor P. Dies ist darauf zurückzuführen, dass nur jedes P-te OFDM-Symbol demselben Sendekanal zugeordnet wird, wodurch die Abtastrate der Dopplerverschiebung im gleichen Maße abnimmt.

2.6.3 Maximale Messbereiche

Neben den Eindeutigkeitsbereichen unterliegt die Parameterschätzung bei OFDM-Radar weiteren Limitierungen, die jedoch in der Regel keine starren Grenzen darstellen, sondern vielmehr angeben, ab welchem Punkt beispielsweise das Signal-zu-Rauschverhältnis signifikant absinkt.

Maximaler Entfernungsmessbereich

Wie in Abschnitt 2.1.3 ausgeführt wurde, wird in der Regel ein zyklisches Präfix verwendet, um trotz der Signallaufzeit im Radarkanal im Empfänger eine zyklische Faltung zu garantieren, sodass die Unterträger nach wie vor orthogonal zueinander sind. Existieren nun Ziele, deren zugehörige Signallaufzeit größer als die Dauer des zyklischen Präfixes ist, tritt für diese Signale Intersymbolinterferenz auf, wodurch das Rauschniveau im Radarbild angehoben wird. Die maximale Entfernung, die bei der Präfixlänge N_{cp} noch zulässig ist, ergibt sich daher zu

$$R_{max} = \frac{N_{cp} c_0}{2B} = N_{cp} \cdot \Delta R. \tag{2.59}$$

Maximaler Geschwindigkeitsmessbereich

Auch die Geschwindigkeitsschätzung unterliegt neben dem Eindeutigkeitsbereich einer weiteren Schwelle, da sich mit zunehmendem Doppler die Unterträger im Sender und Empfänger gegeneinander verschieben. Hierdurch tritt zum einen Interträgerinterferenz (engl. *inter-carrier interference*, kurz ICI) auf und zum anderen nimmt die Amplitude der jeweils gewollten Unterträger ab, wie Abbildung 2.13 zeigt. Beide Effekte führen zu einer Verschlechterung des SNRs.

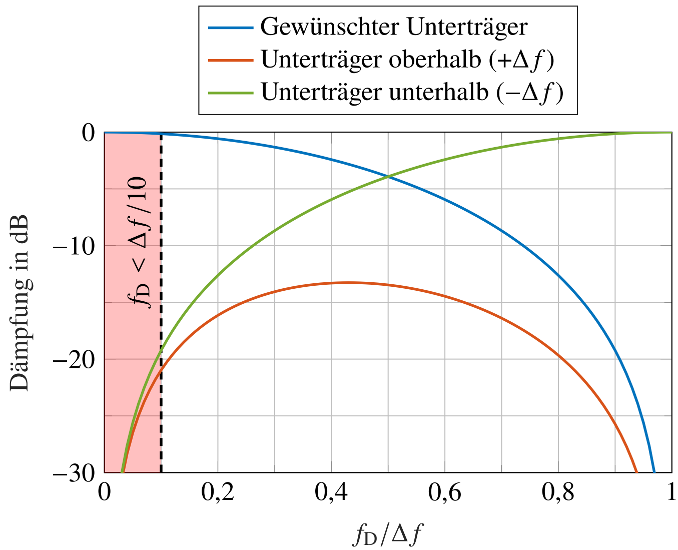


Abbildung 2.13: Dämpfung der sinc-förmigen OFDM-Unterträger sowie ihrer direkten Nachbarn in Abhängigkeit der relativen Dopplerverschiebung. Diese führt beim gewünschten Träger mit zunehmenden Werten zu einem ansteigenden Verlust der Amplitude sowie zu ICI durch die benachbarten Unterträger.

Bei Kommunikationssystemen wird oftmals eine maximal zulässige Frequenzverschiebung von $f_{\mathrm{D,max}} < \Delta f/10$ angegeben, bis zu der das Empfangssignal noch ausgewertet werden kann [Mal96], [BSNJ09]. Wird dieser Wert in Abbildung 2.13 betrachtet, zeigt sich, dass an diesem Punkt die Amplitude der gewollten Unterträger um weniger als 0,2 dB gedämpft ist, während die ICI der beiden benachbarten Unterträger noch knapp 20 dB darunter liegt. Wird die 10 %-Schwelle auch für die maximal zulässige Geschwindigkeit zu Grunde gelegt, ergibt sich diese zu

$$v_{\mathrm{max}} = \pm \frac{c_0 B}{20 f_{\mathrm{c}} N}, \tag{2.60}$$

wobei die Dopplerverschiebung sowohl zu höheren als auch zu niedrigeren Frequenzen hin auftreten kann.
Mithilfe zusätzlicher Verarbeitungsschritte, die die auftretenden Dopplerver-

schiebungen individuell korrigieren, können prinzipiell die Auswirkungen der ICI reduziert werden. Ein mögliches Verfahren hierfür wird in [HY18] unter dem Namen *All-Cell Doppler Correction* (ACDC) vorgestellt.

2.7 Signal-zu-Rauschverhältnis

Beim Signal-zu-Rauschverhältnis eines Radars muss zwischen dem SNR am Eingang des Empfängers und demjenigen nach der Signalverarbeitung unterschieden werden. Hintergrund hierfür ist, dass während der Entfernungs-, Geschwindigkeits- und Winkelschätzung durch die Anwendung von DFTs, IDFTs oder Optimierungsalgorithmen ein Prozessierungsgewinn anfällt, da das meist unkorrelierte Rauschen im Gegensatz zum eigentlichen Signal nicht konstruktiv aufsummiert wird.

2.7.1 Prozessierungsgewinn

Wie in den Abschnitten 2.4.4 und 2.4.5 für *Subcarrier Interleaving* hergeleitet wurde, nimmt die Leistung der Zielmaxima im Radarbild durch die IDFT der Entfernungsschätzung um N/P und durch die DFT der Geschwindigkeitsschätzung um M gegenüber dem Rauschen zu. Hierdurch ergibt sich ein Prozessierungsgewinn von

$$G_{\mathrm{P,ch}} = \frac{NM}{P} \tag{2.61}$$

pro virtuellem Kanal.

2.7.2 SNR eines virtuellen Kanals

Werden die kaskadierten analogen Komponenten des Empfängers zu einem einzelnen Block mit der Rauschzahl F zusammengefasst, lässt sich die an den Empfängereingang transformierte Rauschleistung eines einzelnen virtuellen Kanals durch

$$P_{\mathrm{N,ch}} = kT_{\mathrm{t}}FB_{\mathrm{ch}} \tag{2.62}$$

angeben. k entspricht hierbei der Boltzmann-Konstante, T_t der absoluten Temperatur des Empfängers in Kelvin und B_ch der effektiv genutzten Bandbreite des betrachteten Kanals. Im Fall von *Subcarrier Interleaving* gilt $B_\mathrm{ch} = B/P$, da nur jeder P-te Unterträger demselben Kanal zugeordnet ist. Für (2.62) wurde zudem angenommen, dass das Quantisierungsrauschen (siehe Abschnitt 3.2.2) deutlich kleiner als das thermische Rauschen ist und daher für die Betrachtung in erster Näherung vernachlässigt werden kann. Das SNR am Empfängereingang für ein einzelnes Punktziel ist dann gegeben durch das Verhältnis

$$SNR_\mathrm{in,ch} = \frac{P_\mathrm{Rx,ch}}{P_\mathrm{N,ch}} = \frac{P_\mathrm{Tx,ch} G_\mathrm{Tx} G_\mathrm{Rx} \lambda_\mathrm{c}^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 k T_\mathrm{t} F B_\mathrm{ch}}. \tag{2.63}$$

$P_\mathrm{Rx,ch}$ ist die vom Punktziel empfangene Leistung innerhalb eines der virtuellen Kanäle und $P_\mathrm{N,ch}$ die zugehörige Rauschleistung am Eingang des Empfängers. $P_\mathrm{Tx,ch}$ ist ebenfalls nur auf einen einzelnen virtuellen Kanal bezogen und entspricht der darin verwendeten Sendeleistung. Wird angenommen, dass im Fall von *Subcarrier Interleaving* jeder Sender ein P-tel der gesamten Leistung aufwendet, können in (2.63) statt der Werte für einen einzelnen virtuellen Kanal auch die Sendeleistung und die Bandbreite des gesamten MIMO-Systems verwendet werden, da sich der Faktor P dann herauskürzt.
Für Objekte, die sich nicht in direkter Nähe zum Radar befinden, ist das SNR aufgrund des schnellen Abfalls der Empfangsleistung mit $1/R^4$ häufig kleiner als eins. Um die Ziele trotzdem detektieren und ihre Parameter schätzen zu können, wird der in der Signalverarbeitung entstehende Prozessierungsgewinn $G_\mathrm{P,ch}$ genutzt, durch den das Objekt unter Umständen aus dem Rauschen herausgehoben werden kann. Entsprechend ergibt sich für das Radarbild eines einzelnen virtuellen Kanals ein SNR von

$$SNR_\mathrm{out,ch} = \frac{P_\mathrm{Rx,ch} G_\mathrm{P,ch}}{P_\mathrm{N,ch}} = \frac{P_\mathrm{Tx,ch} G_\mathrm{Tx} G_\mathrm{Rx} \lambda_\mathrm{c}^2 \sigma \cdot NM}{(4\pi)^3 R^4 k T_\mathrm{t} F B_\mathrm{ch} \cdot P} \tag{2.64}$$

nach der Signalverarbeitung.

2.7.3 SNR nach dem digitalen Beamforming

Zur Winkelschätzung kann entweder, wie in Abschnitt 2.5.2 beschrieben, direkt auf die Entfernungs-Geschwindigkeitsdiagramme aller MIMO-Kanäle ein

digitales *Beamforming* angewandt oder zusätzlich in einem Zwischenschritt noch eine Schwellwertdetektion (siehe Abschnitt 3.11.3) durchgeführt werden. Bei letzterer werden alle Einträge der Entfernungs-Geschwindigkeitsdiagramme unterhalb eines festen oder adaptiven Schwellwerts zu Null gesetzt und nur noch die Zellen oberhalb der Schwelle für die Winkelbestimmung herangezogen. Hierdurch lassen sich zwar die zu verarbeitenden Datenmengen deutlich reduzieren, allerdings können Ziele, die zu diesem Zeitpunkt noch unter dem Rauschlevel liegen, später nicht mehr durch einen möglichen *Beamforming*-Gewinn aus dem Rauschen hervorgehoben werden. Nur wenn alle Radarbilder unverändert dem digitalen *Beamforming* übergeben werden, ist dessen Prozessierungsgewinn noch effektiv nutzbar. Im Fall von *Fourier Beamforming* entspricht er der Anzahl an virtuellen Kanälen, d. h.

$$G_{\mathrm{BF}} = P \cdot Q. \tag{2.65}$$

Um angesichts der zahlreichen Limitierungen auf einfachem Wege eine geeignete Parametrisierung der OFDM-Radar-Wellenform vornehmen zu können, wurde in [21] eine grafische Darstellung eingeführt. Nach der Festlegung der geforderten Auflösungen, Eindeutigkeits- und maximalen Messbereiche kann aus dem entsprechenden Diagramm abgelesen werden, welche Werte für die Unterträgerzahl N und die Anzahl an OFDM-Symbolen M zulässig sind, sodass die Anforderungen noch erfüllt werden. Abbildung 2.14 zeigt beispielhaft ein solches Diagramm für eine Trägerfrequenz von $f_{\mathrm{c}} = 79\,\mathrm{GHz}$, Auflösungen von $\Delta R = 0{,}15\,\mathrm{m}$ und $\Delta v = 0{,}15\,\mathrm{m/s}$ sowie Maximalwerten von $|v_{\mathrm{ua}}|, |v_{\mathrm{max}}| \geq 80\,\mathrm{m/s}$ bzw. $|R_{\mathrm{ua}}|, |R_{\mathrm{max}}| \geq 100\,\mathrm{m}$ und $T_{\mathrm{obs}} = 12{,}7\,\mathrm{ms}$. Die verwendete äquivalente isotrope Strahlungsleistungsdichte (engl. *equivalent isotropically radiated power (density)*, kurz EIRP) von $-9\,\mathrm{dBm/MHz}$ entspricht dem nach Standard EN 302 264 [ETS17b] des European Telecommunications Standards Institute (ETSI) außerhalb eines Fahrzeugs zugelassenen Grenzwert. Alle Punkte innerhalb des dunkelgrau eingefärbten Bereichs stellen zulässige Kombinationen aus N und M dar. T_{s2s} entspricht dabei dem Intervall von einem OFDM-Symbol zum nächsten und beinhaltet einerseits die Symbollänge einschließlich zyklischem Präfix, kann andererseits aber auch noch weitere Pausenzeiten enthalten, falls diese bei Bedarf eingefügt werden sollen. Die durchgezogene violette Linie mit der Beschriftung $T_0 \leq T_{\mathrm{s2s}}$ bildet den in Abschnitt 2.1.3 erwähnten Sonderfall ab, dass auf das zyklische Präfix verzichtet werden kann, sofern alle M OFDM-Symbole identisch sind.
Um zusätzlich einen Eindruck zu bekommen, wie realistisch eine Parame-

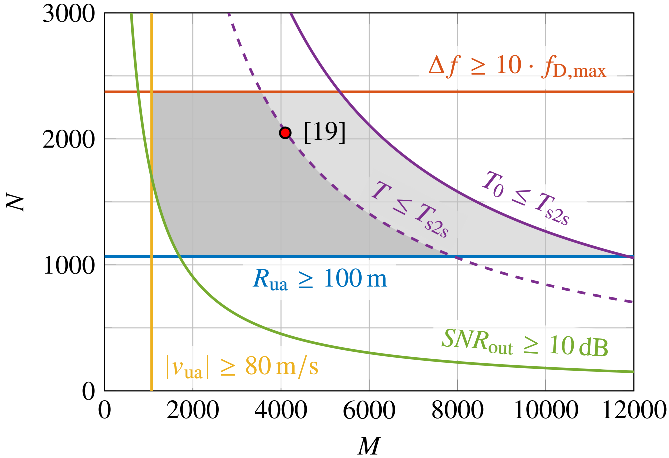


Abbildung 2.14: Beispielhafte Limitierungen bei der Parametrisierung einer OFDM-Radar-Wellenform ($f_c = 79$ GHz, $B = 1$ GHz, $\Delta R = 0{,}15$ m, $T_{obs} = 12{,}7$ ms, $\Delta v = 0{,}15$ m/s, $N_{cp} = N/4$, $F = 8$ dB, $G_{Tx/Rx} = 8$ dB, $EIRP = -9$ dBm/MHz, $\sigma = 1\,\mathrm{m}^2$). Der dunkelgrau eingefärbte Bereich gibt die zulässigen Kombinationen von N und M an, sofern ein CP verwendet wird. Die hellgraue Zone ist zusätzlich nutzbar, wenn als Sonderfall auf das CP verzichtet werden kann.

trisierung in dem hervorgehobenen Bereich ist, enthält das Diagramm eine Markierung, die die Auslegung eines automobiltauglichen OFDM-Radar-Demonstrators widerspiegelt. Dessen Aufbau sowie damit erzielte Messergebnisse sind in [19] näher beschrieben.

2.8 Compressed Sensing

Compressed Sensing (dt. komprimierte Erfassung) beschreibt ein Verfahren, mit dessen Hilfe Signale rekonstruiert werden können, die weniger Abtastwerte aufweisen, als das Nyquist-Shannon-Abtasttheorem eigentlich erfordern würde. Hierbei wird die Reduktion der Abtastwerte jedoch nicht durch eine Verringerung der Abtastrate, sondern durch unregelmäßige Abtastintervalle erreicht, deren Abstände größer sind als vom Nyquist-Shannon-Theorem vorgeben. Voraussetzung für eine erfolgreiche Rekonstruktion ist, dass das Signal

in einer Signaldomäne, z. B. im Frequenzbereich, dünnbesetzt (engl. *sparse*) ist [Don06a], [CRT06]. Die Anwendungsgebiete für *Compressed Sensing* sind hierbei breit gefächert und reichen von der Datenreduktion, über die Rekonstruktion fehlerhafter Bilddateien, bis hin zur Verringerung von Rauschen (engl. *denoising*) oder der Vergrößerung einer Antennenapertur.
Mathematisch lässt sich die Problemstellung von *Compressed Sensing* durch das Finden einer optimalen Lösung für das unterbestimmte Gleichungssystem

$$\mathbf{A}\,\mathbf{x} = \mathbf{b} \tag{2.66}$$

beschreiben, wobei der Vektor $\mathbf{b} \in \mathbb{C}^K$ die K unregelmäßigen Abtastwerte enthält, $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^N$ der gesuchte, dünnbesetze Vektor und $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{K \times N}$ mit $K < N$ eine Abbildungsmatrix ist. Der Begriff „optimal“ im Sinne von *Compressed Sensing* bedeutet hierbei, dass der dünnbesetzte Vektor $\mathbf{x}$ möglichst wenige Einträge enthält, die von Null verschieden sind. Dies ist gleichbedeutend damit, dass dessen ℓ_0-Norm minimal ist, was sich durch das Optimierungsproblem

$$\min_{\mathbf{x} \in \mathbb{C}^N} \{\|\mathbf{x}\|_0 : \mathbf{A}\,\mathbf{x} = \mathbf{b}\} \tag{2.67}$$

ausdrücken lässt. Da dieses Problem kombinatorisch und rechnerisch jedoch nur sehr schwer lösbar ist, wird bei *Compressed Sensing* auf die Verwendung der ℓ_1-Norm

$$\|\mathbf{x}\|_1 = \sum_{n=0}^{N-1} |x_n| \tag{2.68}$$

ausgewichen, wodurch sich das sogenannte *Basis Pursuit* (BP)-Problem [CDS98]

$$\min_{\mathbf{x} \in \mathbb{C}^N} \{\|\mathbf{x}\|_1 : \mathbf{A}\,\mathbf{x} = \mathbf{b}\} \tag{2.69}$$

ergibt. In [Don06b] wird in diesem Zusammenhang gezeigt, dass bei Verwendung der rechentechnisch günstigeren ℓ_1-Norm die Ergebnisse bis auf sehr wenige Ausnahmen identisch zur Lösung des ursprünglichen Optimierungsproblems mit der ℓ_0-Norm sind.

2.8.1 YALL1

In der Literatur sind zahlreiche Verfahren beschrieben, mit deren Hilfe das *Basis-Pursuit*-Problem in (2.69) entweder exakt oder zumindest näherungsweise gelöst werden kann. Im Rahmen dieser Arbeit wurde aus der Liste der möglichen Methoden der sogenannte *YALL1* (**Y**our **AL**gorithms for **L1**)-Algorithmus [Ric20] ausgewählt, der an der Rice University in Houston, Texas, entwickelt wurde. Die Hauptgründe für diese Entscheidung waren zum einen, dass der *YALL1*-Algorithmus, im Gegensatz zu vielen anderen, komplexwertige Eingangssignale bzw. -vektoren verarbeiten kann [Zha09] und zum anderen bereits eine Matlab-Implementierung existierte, die nur noch angepasst werden musste.

Neben dem eigentlichen BP-Problem kann *YALL1* mit demselben Verfahren noch fünf weitere Optimierungsprobleme lösen, die damit verwandt sind. Im weiteren Verlauf dieses Abschnitts liegt der Fokus jedoch allein auf der Lösung von (2.69), weshalb alle weiteren Formeln, die die Funktionsweise des Algorithmus erläutern, im Hinblick auf die zuvor beschriebene Anwendung vereinfacht wurden. Darüber hinaus wird in den folgenden Kapiteln für die Abbildungs- bzw. Messmatrix $\mathbf{A}$ ohne Beschränkung der Allgemeinheit eine zeilenmäßig ausgedünnte und normierte Version der DFT-Matrix $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ mit

$$(\mathbf{W})_{i,j} = \frac{1}{\sqrt{N}} \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi \frac{ij}{N}}, \; i,j = 0, 1, \ldots, N-1 \tag{2.70}$$

Anwendung finden. Generell können auch andere Transformationen, z. B. mithilfe einer Walsh-Hadamard-Matrix, verwendet werden, wobei der Algorithmus am robustesten und effizientesten arbeiten kann, wenn die Matrix $\mathbf{A}$ orthonormale Zeilen aufweist [Zha09]. Dies ist für die DFT-Matrix $\mathbf{W}$ gegeben.

Als Übergabeparameter erhält die Funktion bei ihrem Aufrufen die Abbildungsmatrix $\mathbf{A}$, den Vektor $\mathbf{b}$ mit den Messwerten, eine Toleranzschwelle δ, die angibt, wie groß die Abweichungen von den Nebenbedingungen am Ende des Algorithmus noch sein dürfen, sowie die maximale Anzahl an Iterationen $I_{\max}$, die als alternatives Abbruchkriterium dienen kann. Nach [Zha09] sollte der Toleranzwert für rauschbehaftete Anwendungen im Bereich $10^{-4} \leq \delta \leq 10^{-2}$ liegen, da bei deutlich kleineren Werten die Anzahl der durchlaufenen Iterationen unnötig erhöht wird, während sich das Ergebnis nicht mehr merklich verbessert.

Zur Herleitung der Funktionsweise des Algorithmus wird entsprechend [YZ11] zunächst das zu (2.69) korrespondierende duale Maximierungsproblem

$$\max_{\mathbf{y}\in\mathbb{C}^K}\left\{\mathrm{Re}\left(\mathbf{b}^{\mathrm{H}}\mathbf{y}\right) : \mathbf{A}^{\mathrm{H}}\mathbf{y} \in B_1^{\infty}\right\} \tag{2.71}$$

aufgestellt, das in den äquivalenten Ausdruck

$$\max_{\mathbf{y}\in\mathbb{C}^K}\left\{\mathrm{Re}\left(\mathbf{b}^{\mathrm{H}}\mathbf{y}\right) : \mathbf{z} - \mathbf{A}^{\mathrm{H}}\mathbf{y} = \mathbf{0}_{N\times 1}, \mathbf{z} \in B_1^{\infty}\right\} \tag{2.72}$$

umgeformt werden kann, wobei $\mathbf{0}_{N\times 1}$ ein Spaltenvektor ist, der N Nullen enthält. $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^K$ stellt die eigentliche duale Variable dar und $\mathbf{z} \in \mathbb{C}^N$ ist eine Hilfsvariable, die eingeführt wird, um (2.71) in eine Form zu bringen, auf deren Basis eine *Augmented-Lagrange*-Funktion ohne Randbedingungen formuliert werden kann. Die konvexe Menge B_1^{∞} ist zudem gegeben durch

$$B_1^{\infty} = \left\{\boldsymbol{\xi} \in \mathbb{C}^N : \|\boldsymbol{\xi}\|_{\infty} \leq 1\right\}, \tag{2.73}$$

wobei $\|\cdot\|_{\infty}$ der Maximumsnorm entspricht, die den Absolutwert des betragsmäßig größten Elements eines Vektors zurückgibt.
Aus dem dualen Optimierungsproblem mit Nebenbedingungen (2.72) kann, wie zuvor erwähnt, schließlich mithilfe des *Augmented-Lagrange*-Verfahrens das Problem

$$\min_{\mathbf{y}\in\mathbb{C}^K,\,\mathbf{z}\in\mathbb{C}^N}\left\{-\mathrm{Re}\left(\mathbf{b}^{\mathrm{H}}\mathbf{y}\right) - \mathrm{Re}\left(\mathbf{x}^{\mathrm{H}}\left(\mathbf{z} - \mathbf{A}^{\mathrm{H}}\mathbf{y}\right)\right) + \frac{\beta}{2}\|\mathbf{z} - \mathbf{A}^{\mathrm{H}}\mathbf{y}\|_2^2, \mathbf{z} \in B_1^{\infty}\right\} \tag{2.74}$$

ohne Nebenbedingungen aufgestellt werden [YZ11]. $\beta = 1/\mu > 0$ ist hierbei ein Strafparameter und $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^N$ ein Lagrange-Multiplikator sowie gleichzeitig auch die primäre Variable. Zur Lösung des Optimierungsproblems in (2.74) wird nun die *Alternating-Direction*-Methode (ADM) verwendet, die statt einer gemeinsamen Minimierung für $\mathbf{y}$ und $\mathbf{z}$ eine separate Optimierung hinsichtlich der beiden Variablen mithilfe einer Gauß-Seidel-Iteration [Mei15] durchführt. Nach einem Iterationsschritt wird dabei auch der Multiplikator $\mathbf{x}$ direkt angepasst. Nach [YZ11] sind die notwendigen Aktualisierungsschritte für die dualen

Variablen $\mathbf{y}$ und $\mathbf{z}$ sowie den Multiplikator $\mathbf{x}$ bei Anwendung des ADM-Schemas durch

$$\mathbf{y}^{i+1} = \mathbf{A}\,\mathbf{z}^i - \frac{1}{\mu^i}\left(\mathbf{A}\,\mathbf{x}^i - \mathbf{b}\right) \tag{2.75}$$

$$\mathbf{z}^{i+1} = \mathcal{P}_{B_1^\infty}\left(\mathbf{A}^{\mathrm{H}}\mathbf{y}^{i+1} + \frac{1}{\mu^i}\mathbf{x}^i\right) \tag{2.76}$$

$$\mathbf{x}^{i+1} = \mathbf{x}^i + \gamma\mu^i\left(\mathbf{A}^{\mathrm{H}}\mathbf{y}^{i+1} - \mathbf{z}^{i+1}\right) \tag{2.77}$$

gegeben. $\mathcal{P}_{B_1^\infty}(\boldsymbol{\xi})$ stellt dabei eine Projektion des Vektors $\boldsymbol{\xi}$ auf die konvexe Menge B_1^∞ dar und wird im Algorithmus durch die Funktion

$$\mathcal{P}_{B_1^\infty}\colon \mathbb{C}^N \to \mathbb{C}^N, \xi_n \mapsto \frac{\xi_n}{\max\{|\xi_n|, 1\}} \tag{2.78}$$

umgesetzt. $\gamma \in (0, (\sqrt{5}+1)/2)$ ist eine Konstante, die die Konvergenz des Iterationsverfahrens garantiert, sofern das Optimierungsproblem (2.74) in jeder Runde mit genügend hoher Genauigkeit gelöst werden kann [Roc73]. Im *YALL1*-Algorithmus wird die Konstante standardmäßig zu $\gamma = 1$ gesetzt.
Bei der Initialisierung zu Beginn des Algorithmus werden die verwendeten Variablen auf die Anfangswerte

$$\mathbf{x}^0 = \mathbf{A}^{\mathrm{H}}\mathbf{b} \tag{2.79}$$

$$\mathbf{z}^0 = \mathbf{0}_{N\times 1} \tag{2.80}$$

$$\mu^0 = \frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1}|b_k| \tag{2.81}$$

gesetzt. Die duale Variable $\mathbf{y}$ benötigt keinen Startwert, da sie stets aus den vorherigen Werten von $\mathbf{x}^i$ und $\mathbf{z}^i$ berechnet wird und nicht auf $\mathbf{y}^i$ zurückgegriffen werden muss.
Nach jedem Iterationsschritt muss zunächst geprüft werden, ob die Abbruchkriterien des Algorithmus erfüllt sind, wie das Programmablaufdiagramm des *YALL1*-Algorithmus in Abbildung 2.15 veranschaulicht. Mögliche Kriterien für die Beendigung sind beispielsweise das Überschreiten der maximalen Anzahl an Iterationen, dass die Änderung der primären Variablen gegenüber dem vorherigen Iterationsschritt klein genug ist oder dass die Nebenbedingungen mit

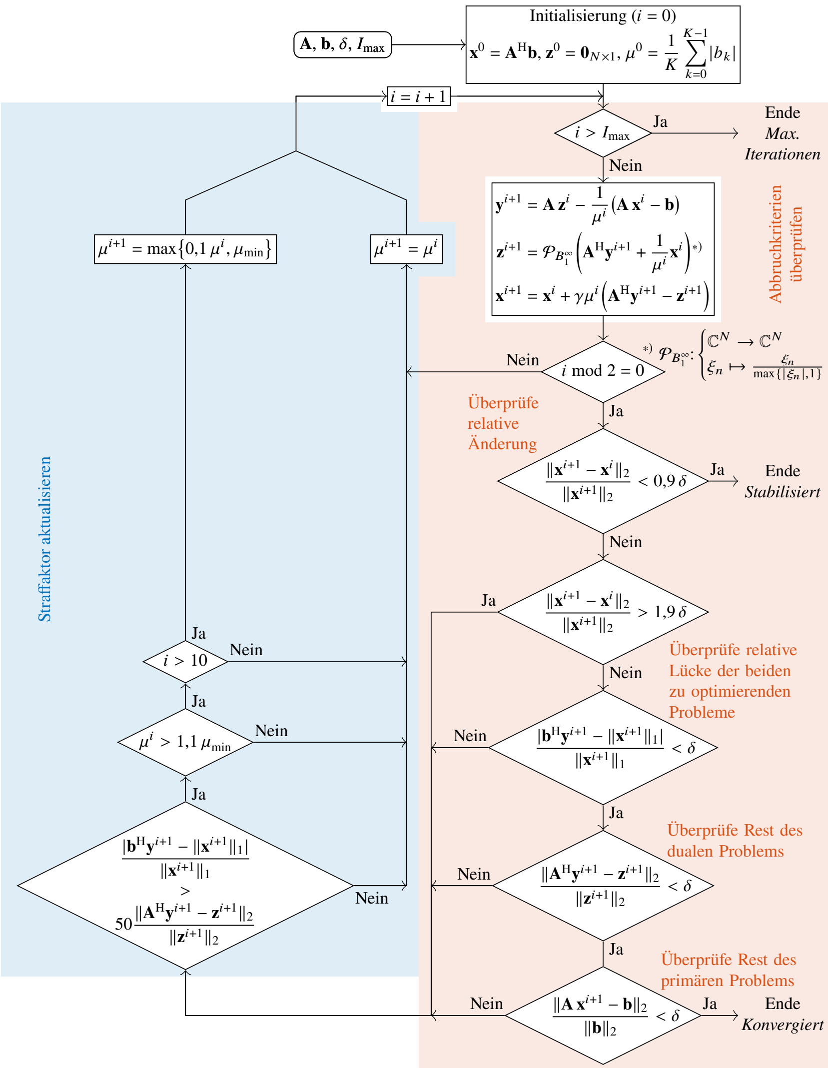


Abbildung 2.15: Programmablaufdiagramm des *YALL1*-Algorithmus zur Lösung des BP-Problems

ausreichender Genauigkeit erfüllt sind. Wird festgestellt, dass der Algorithmus noch nicht beendet werden kann, muss im nächsten Schritt überprüft werden, ob der Straffaktor μ aktualisiert oder beibehalten werden soll (linke Seite von Abbildung 2.15). Der minimale Wert μ_{min} wird diesbezüglich während der Initialisierung standardmäßig auf $\mu_{\text{min}} = 0{,}1^8\mu^0$ gesetzt. Nach der Aktualisierung des Straffaktors wird der Zähler i schließlich um eins erhöht und der Durchlauf beginnt von Neuem.
Für die Anwendung von *YALL1* auf die Problemstellung im folgenden Abschnitt wurde dessen Matlab-Code dahingehend angepasst, dass dem Algorithmus statt einem einfachen Spaltenvektor **b** auch eine komplette Matrix $\mathbf{B} = \left[\mathbf{b}^0, \mathbf{b}^1, \ldots, \mathbf{b}^{M-1}\right]$ aus solchen Vektoren übergeben werden kann. Die große Effizienzsteigerung entsteht dabei dadurch, dass Matlab für Matrixoperationen optimiert ist. Statt daher den Algorithmus nacheinander auf jede Spalte der Matrix **B** anzuwenden, kann in jedem Iterationsschritt eine Aktualisierung aller M Spalten parallel durchgeführt werden. Voraussetzung ist nur, dass für alle Spalten dieselbe Abbildungsmatrix **A** gilt, mit der die unregelmäßig abgetasteten Werte im jeweiligen Vektor $\mathbf{b}^m$ gewonnen wurden.
Prinzipiell existieren im Zusammenhang mit *Compressed Sensing* auch Optimierungsalgorithmen, die im Gegensatz zum zuvor beschriebenen Verfahren nicht auf jede Spalte individuell angewandt werden, sondern die Eingangsmatrix **B** als Gesamtes betrachten. Dies kann insbesondere im Fall von *Random Multiplexing* (siehe Abschnitt 2.1.2) vorteilhaft sein, wenn die belegten Unterträger eines Kanals sowohl in Frequenz- als auch in Zeitrichtung nach einem pseudozufälligen Muster angeordnet sind. Solche 2D-CS-Verfahren finden Beispielsweise in [KSS+18] Anwendung.

2.8.2 Entfernungsschätzung bei unregelmäßiger Unterträgerbelegung

Bei der klassischen OFDM-Radar-Wellenform wird die Entfernung der Objekte mithilfe einer IDFT entlang der Unterträger geschätzt. Dies funktioniert auf effektive Weise jedoch nur unter der Voraussetzung, dass die Unterträger in regelmäßigen Abständen belegt sind (siehe Abbildung 2.4c). Andernfalls tritt bei jedem Ziel innerhalb des zugehörigen Geschwindigkeitsbins eine Erhöhung über den kompletten Entfernungsbereich auf [HY16], [25]. Dieser schmale Grat kann darauf zurückgeführt werden, dass innerhalb der IDFT bei unregelmäßigen

Abständen nicht mehr das Prinzip der Summenorthogonalität angewandt werden kann. Stattdessen verbleiben nach der IDFT-Summation auch abseits des eigentlichen Zielmaximums noch Rückstände im Radarbild, die schwache Ziele verdecken können. Im Gegensatz zu den Nebenmaxima der Fensterfunktionen verringert sich die Amplitude des erwähnten Grats nicht mit zunehmendem Abstand zum Hauptmaximum. Der Vorteil unregelmäßiger Unterträgerabstände besteht jedoch darin, dass eine Verringerung des Eindeutigkeitsbereichs in Entfernungsrichtung bei *Subcarrier Interleaving* als MIMO-Verfahren vermieden werden kann. Um diesen Vorteil nutzen zu können, muss daher eine Alternative für die IDFT gefunden werden, sodass ohne das Auftreten von Artefakten im Radarbild der volle Eindeutigkeitsbereich nutzbar ist. Hierfür wird auf das zuvor eingeführte *Compressed Sensing* zurückgegriffen, das unterabgetastete Signale mit unregelmäßigen Abtastintervallen rekonstruieren kann. Voraussetzung für die Anwendung von *Compressed Sensing* ist, dass das Signal in einer Signaldomäne dünnbesetzt sein muss. Im Fall von Radar kann hiervon beim Entfernungsspektrum ausgegangen werden, sofern nicht zu viele Objekte mit einer sehr ähnlichen radialen Geschwindigkeit, d. h. innerhalb eines Dopplerbins, auftreten.

Die in unregelmäßigen Intervallen angeordneten Eingangswerte für den *YALL1*-Algorithmus entsprechen im Fall von ungleichmäßiger Unterträgeranordnung den jeweils zu einem Sender gehörenden Modulationssymbolen nach der elementweisen Division im Empfänger. Sie werden dem OFDM-Rahmen, wie in Abbildung 2.16 dargestellt, entnommen und bilden die Matrix $\mathbf{B}$, die dem erweiterten Algorithmus übergeben wird. Die Indizes der Unterträger, die dem Sender p zugeordnet sind, werden hierbei in der Menge

$$C_p \subset \{0, 1, \ldots, N-1\} \tag{2.82}$$

mit der Mächtigkeit $\left|C_p\right| = K$ zusammengefasst.

In Abschnitt 2.4.4 wurde gezeigt, dass das Entfernungsspektrum $\mathbf{r}$ aus den Modulationssymbolen $\mathbf{d}$ nach der elementweisen Division mithilfe einer IDFT berechnet werden kann. Da die IDFT eine umkehrbare Operation ist, können aus dem Entfernungsspektrum mithilfe einer DFT wieder die Modulationssymbole gewonnen werden. Wenn deren Berechnung nun mit der DFT-Matrix $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ dargestellt wird, ergibt sich in Matrix-Vektor-Schreibweise der Ausdruck

$$\mathbf{W}\,\mathbf{r} = \mathbf{d}, \tag{2.83}$$

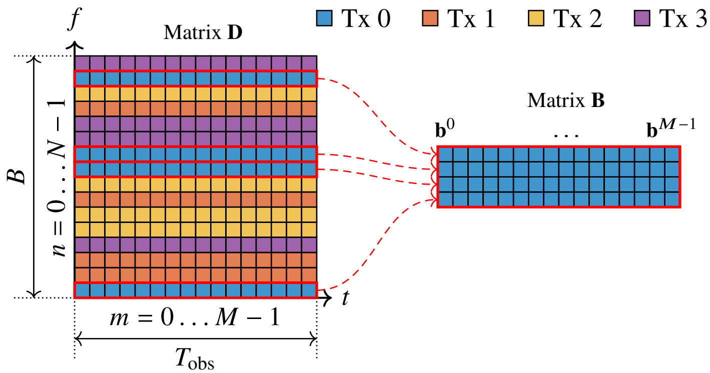


Abbildung 2.16: Extraktion der unregelmäßig angeordneten Zeilen aus dem empfangenen OFDM-Rahmen, die zu Sender 0 (Tx 0) gehören

der eine große Ähnlichkeit mit der Ausgangsformel (2.66) für den *Compressed-Sensing*-Algorithmus aufweist. Zudem wurde bereits festgehalten, dass $\mathbf{b}$ dem Vektor $\mathbf{d}$ für den Fall unregelmäßiger Unterträgerzuweisung entspricht und gleichzeitig das Entfernungsspektrum $\mathbf{r}$ eine zugehörige Signaldomäne darstellt, in der das Signal dünnbesetzt ist. Durch einen Vergleich von (2.83) mit (2.66) lässt sich folglich feststellen, dass die Abbildungsmatrix $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{K \times N}$ aus der DFT-Matrix $\mathbf{W}$ abgeleitet werden kann. Die K Zeilen von $\mathbf{A}$ entsprechen dabei genau denjenigen Zeilen der DFT-Matrix, die dieselben Indizes wie die verwendeten Unterträger des betrachteten Senders aufweisen, d. h.

$$\mathbf{A} = (\mathbf{W})_{i \in C_p, j \in \{0,1,\ldots,N-1\}}. \tag{2.84}$$

Auf dieser Grundlage lässt sich das *Basis-Pursuit*-Problem für die Anwendung bei MIMO-OFDM-Radar in die Form

$$\min_{\mathbf{r}^m \in \mathbb{C}^N} \{\|\mathbf{r}^m\|_1 : \mathbf{A}\,\mathbf{r}^m = \mathbf{b}^m\} \tag{2.85}$$

überführen, wobei die Matrizen und Vektoren jeweils zu dem virtuellen Kanal gehören, der aus dem Sender p und Empfänger q gebildet wird, d. h. $\mathbf{A} \equiv \mathbf{A}_{q,p}$, $\mathbf{r}^m \equiv \mathbf{r}^m_{q,p}$ und $\mathbf{b}^m \equiv \mathbf{b}^m_{q,p}$. Zur besseren Lesbarkeit wurden die Indizes p und q in den vorherigen Formeln jedoch weggelassen.
Die Matrix $\mathbf{R} = \left[\mathbf{r}^0, \mathbf{r}^1, \ldots, \mathbf{r}^{M-1}\right]$, die vom modifizierten *YALL1*-Algorithmus

zurückgegeben wird, enthält das Entfernungsspektrum für jedes der M OFDM-Symbole. Im Anschluss daran kann, wie in Abschnitt 2.4.5 beschrieben, eine DFT auf die Zeilen der Matrix entlang der Zeitachse angewandt werden, um so die Geschwindigkeit der Ziele zu schätzen.
Wie bei den klassischen Signalverarbeitungsschritten von OFDM-Radar, kann auch bei der beschriebenen Anwendung von *Compressed Sensing* die Reihenfolge der Entfernungs- und Geschwindigkeitsschätzung prinzipiell vertauscht werden, da sie nicht direkt miteinander verknüpft sind. Im Gegensatz zur Berechnung des Entfernungsspektrums mithilfe einer IDFT führt eine Vertauschung jedoch nicht mehr zu identischen Ergebnissen, da der Optimierungsalgorithmus keine lineare Operation darstellt. Den *Compressed-Sensing*-Algorithmus erst nach vorheriger Durchführung der Geschwindigkeitsschätzung anzuwenden, kann trotzdem vorteilhaft sein, da in diesem Fall durch den Prozessierungsgewinn der DFT das SNR erhöht wird und der Optimierungsalgorithmus umso besser funktioniert, je höher das SNR ist. Darüber hinaus werden die Ziele durch die DFT bereits in verschiedene Geschwindigkeitsbins separiert, wodurch die Voraussetzung ausgedünnter Entfernungsspektren für alle M Spalten der resultierenden Matrix in der Regel deutlich besser erfüllt ist. Allerdings muss bei der zuvor beschriebenen geänderten Reihenfolge mit dem Beginn der Signalverarbeitung gewartet werden, bis der vollständige OFDM-Rahmen empfangen wurde, statt die Entfernungsschätzung bereits bei den sequenziell eintreffenden OFDM-Symbolen vorzunehmen. Dies führt zu einer Verzögerung zwischen der Radarmessung und dem Zeitpunkt, an dem die Zieldetektionen zur Verfügung stehen. Da während dieser Dauer der zugehörige Speicher blockiert ist, muss entweder die Wiederholrate des Radars verringert werden, sofern der Speicherplatz bzw. -zugriff limitiert ist, oder alternativ kann ein zweiter Speicher zum Einsatz kommen, in den die Abtastwerte des darauf folgenden Messzyklus abgespeichert werden.

3 Hardwareeinflüsse und -limitierungen

Im vorangegangenen Kapitel 2 wurden unter anderem die theoretischen Grundlagen zur Erzeugung und Verarbeitung von OFDM-Radar-Signalen beschrieben. Bei der Implementierung eines entsprechenden Radarsystems auf einer realen Hardwareplattform treffen in der Regel jedoch einige der zuvor gemachten Annahmen nicht mehr oder nur noch teilweise zu. Beispielsweise lassen sich keine idealen Filter realisieren und auch die Auflösungen und Abtastraten der verwendeten DA- und AD-Wandler sind begrenzt. Diese Einschränkungen müssen einerseits bei der Auslegung eines tatsächlichen Radarsystems berücksichtigt werden und führen andererseits dazu, dass sich die Performanz gegenüber den theoretisch berechneten Werten verschlechtert. Dies ist unter anderem auch vor dem Hintergrund des in Kapitel 6 vorgestellten Demonstrators zu sehen, der aufgebaut wurde, um das entwickelte *Frequency-Comb-OFDM-Radar*-Verfahren mithilfe realer Messungen verifizieren zu können. Aus diesem Grund sollen im folgenden Kapitel Einflussfaktoren der Hardware auf die Performanz aufgezeigt sowie kurz dargestellt werden, welche Ressourcen für die Implementierung eines realen OFDM-Radars benötigt werden und wie deren Verbrauch sich gegebenenfalls optimieren lässt.

3.1 Digital-Analog-Wandlung

Da OFDM im Gegensatz zu FMCW ein digitales Modulationsverfahren darstellt, werden beim Sender zusätzliche Digital-Analog-Wandler (engl. *digital-to-analog converter*, kurz DAC) benötigt. Diese setzen die digital vorliegenden Abtastwerte des Signals meist mithilfe von Widerstands- oder Kapazitätsnetzwerken in analoge Spannungswerte um [Pue19]. Die Ausgangsspannung wird dabei über ein Abtast-Halte-Glied (engl. *sample and hold*) für die Dauer eines Abtastwerts konstant gehalten, bevor sie dann zum nächsten Wert springt.

Das dadurch entstehende stufenartige Ausgangssignal hat zur Folge, dass das Frequenzspektrum des digitalen Signals mit einer sinc-Funktion multipliziert wird, die ihre Nulldurchgänge bei Vielfachen der Abtastfrequenz f_s hat, wie Abbildung 3.1 anschaulich zeigt. Die sinc-Funktion dämpft gleichzeitig die auftretenden periodischen Wiederholungen bei Vielfachen von f_s, während das gewünschte Signalspektrum um 0 Hz zentriert ist. Insbesondere für den Fall einer geringen Überabtastung, d. h. dass die Bandbreite B nicht signifikant kleiner als f_s ist, reicht die Dämpfung jedoch nicht aus, um Störungen in Nachbarkanälen zu verhindern. Aus diesem Grund muss das Ausgangssignal des DACs zusätzlich mit einem analogen Tiefpass gefiltert werden. Um hierbei keine Verzerrung des gewünschten Signals zu verursachen und gleichzeitig die Spiegelspektren wirksam zu dämpfen, sollte der Durchlassbereich des Tiefpasses bis zur Frequenz $B/2$ reichen und der Sperrbereich bei $f_s - B/2$ beginnen. Dazwischen muss die Übertragungsfunktion des Filters je nach Breite des Übergangsbereichs mehr oder weniger stark abfallen. Je breiter der Bereich ist, desto geringer kann die Filterordnung und damit auch die Komplexität des Tiefpasses ausfallen. Dem gegenüber steht jedoch die Forderung, dass für eine gewünschte Bandbreite die Abtastrate möglichst gering ausfallen soll, da mit einer höheren Abtastfrequenz in der Regel auch höhere Kosten für DAC und ADC einhergehen. Bei OFDM lassen sich die notwendigen Schutzbereiche, die für das Abfallen der Übertragungsfunktion des Filters notwendig sind, sehr einfach durch das Abschalten der äußeren Unterträger erreichen. Hierdurch bleibt darüber hinaus die typische rechteckige Form des OFDM-Spektrums erhalten. Abbildung 3.2 zeigt exemplarisch die gemessenen Ausgangsspektren

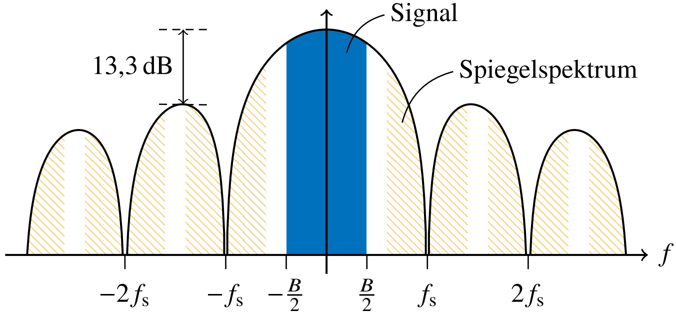
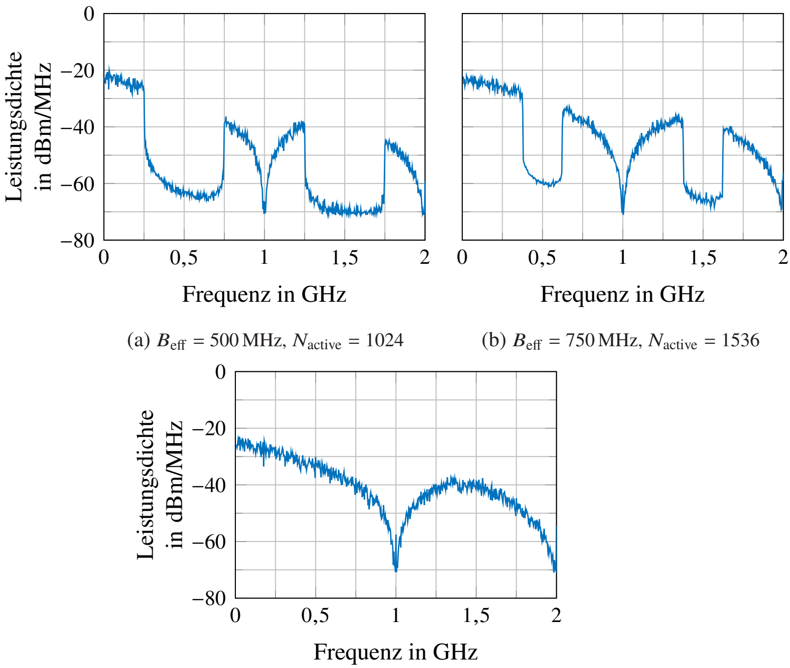


Abbildung 3.1: Spektrum des OFDM-Signals mit Bandbreite B nach der Digital-Analog-Wandlung

eines OFDM-Signals nach der Digital-Analog-Wandlung mit $f_s = 1\,\text{GHz}$ für eine unterschiedlich große Anzahl an tatsächlich genutzten Unterträgern. Die Maximalzahl beträgt jeweils $N = 2048$, wobei davon entweder 1024, 1536 oder alle 2048 Unterträger aktiv mit Nutzdaten belegt sind. Entsprechend ändert sich auch die effektive Signalbandbreite, die wiederum Einfluss auf den Abstand zwischen den periodischen Wiederholungen im Spektrum hat. Um die Anforderungen an den analogen Tiefpass zu verringern, kann vor der Digital-Analog-Umsetzung eine Interpolation mit anschließender digitaler Tiefpassfilterung durchgeführt werden. Hierfür wird die Abtastrate zwar heraufgesetzt, häufig beinhalten kommerzielle DACs jedoch bereits eine integrierte Funk-



(a) $B_{\text{eff}} = 500\,\text{MHz}$, $N_{\text{active}} = 1024$ (b) $B_{\text{eff}} = 750\,\text{MHz}$, $N_{\text{active}} = 1536$ (c) $B_{\text{eff}} = 1000\,\text{MHz}$, $N_{\text{active}} = 2048$

Abbildung 3.2: Ausgangsspektren eines Digital-Analog-Wandlers mit $f_s = 1\,\text{GHz}$ für ein OFDM-Signal ($N = 2048$) mit verschiedenen effektiven Bandbreiten B_{eff}, die durch Abschalten äußerer Unterträger erreicht werden

tion für solch eine Interpolation, wodurch die prozessorinterne Rate für die Signalgenerierung und -verarbeitung unverändert bleibt. Bei den *Software Defined Radios* (SDR) vom Typ USRP X310 der Firma Ettus Research [Ett20c], die bei den in Kapitel 7 gezeigten Messungen verwendet wurden, kommt eine solche Interpolation und Dezimation zur Anwendung. Diese wird allerdings auf dem FPGA und nicht in den Wandlern selbst durchgeführt, um den Interpolations- bzw. Dezimationsfaktor flexibel einstellen zu können. Zum Einsatz kommt bei den *Universal Software Radio Peripherals* (USRP) dabei eine Verkettung aus kaskadierten Integrator-Differentiator-Filtern (engl. *cascaded integrator-comb filter*, kurz CIC) sowie Halbband-Filtern (HBF) [KBK13]. Der Vorteil der Halbband-Tiefpassfilter besteht darin, dass die Hälfte der Filterkoeffizienten Null sind, weshalb eine sehr effiziente Implementierung möglich ist [GG04]. Je nach Höhe der Interpolations- und Dezimationsfaktoren und ob diese gerade oder ungerade sind, können manche der Filter zu- oder weggeschaltet werden. Der FPGA im X310 tauscht hierbei Daten mit den DACs und ADCs mit einer Abtastrate von 200 MSPS aus [Ett20a]. Der DAC weist zusätzlich zwar noch eine interne Interpolation auf eine Rate von 800 MSPS auf, für die spektrale Form des Sendesignals ist die Interpolation auf dem FPGA jedoch von deutlich größerer Bedeutung. Da bei den Versuchsaufbauten ein MIMO-System mit bis zu jeweils vier Sende- und Empfangskanälen zum Einsatz kommen sollte, musste die Abtastrate zwischen Host-PC und USRPs auf 100 MSPS pro Kanal limitiert werden. Aus diesem Grund wurde auf dem FPGA ein Halbband-Filter bestehend aus 47 Filterkoeffizienten verwendet, das einen Interpolations- bzw. Dezimationsfaktor von zwei aufweist. Da für Radaranwendungen möglichst hohe Signalbandbreiten für eine gute Entfernungsauflösung benötigt werden und das Halbband-Filter eine große Flankensteilheit aufweist, wurde in diesem Fall auf die zuvor beschriebenen Schutzbänder verzichtet und direkt $B = f_{\mathrm{s,PC}} = f_{\mathrm{s,FPGA}}/2 = 100\,\mathrm{MHz}$ gewählt. Abbildung 3.3 zeigt das Spektrum des OFDM-Signals nach der Interpolation auf 200 MSPS vor der Digital-Analog-Wandlung, wobei die direkt angrenzenden Spiegelspektren von dem Halbband-Tiefpass gedämpften werden. Die benötigten Filterkoeffizienten für die Generierung der Darstellung wurden dem Quellcode der FPGA-Firmware entnommen.

Aufgrund der endlichen Flankensteilheit werden die Spiegelspektren jedoch nicht vollständig unterdrückt, weshalb das Sendespektrum keine komplett rechteckige Form, sondern als Einhüllende die Filterübertragungsfunktion aufweist. Zusätzlich wird das gewünschte Signal bei den äußeren Unterträgern um bis zu 6,02 dB gedämpft. Im Empfänger führen die Frequenzanteile oberhalb von $f_{\mathrm{s}}/4$

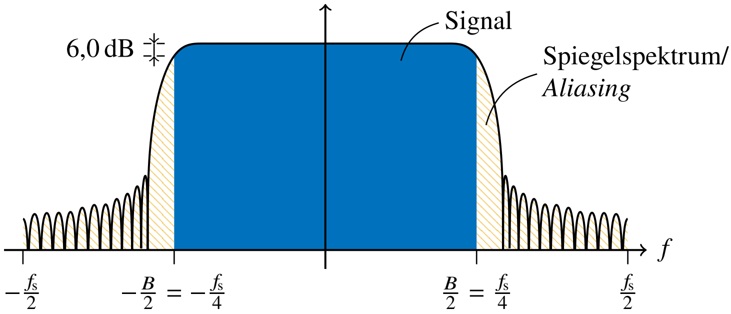


Abbildung 3.3: Spektrum des interpolierten OFDM-Signals mit Bandbreite B vor der Digital-Analog-Wandlung mit der Abtastrate $f_s = 2B$

zu *Aliasing*, da sie bei der Dezimation in das gewünschte Band hineingefaltet werden. Bei der Signalverarbeitung werden die äußeren Bereiche des Spektrums allerdings ohnehin durch die verwendete Fensterfunktion abgeschwächt, wodurch der Einfluss des *Aliasings* begrenzt wird.

Abbildung 3.4 zeigt die Größenordnung der nach der sendeseitigen Interpolation und empfangsseitigen Dezimation verbleibenden Signalanteile, die zu *Aliasing* führen, in Abhängigkeit der effektiv genutzten Bandbreite B_{eff}. Vom Verhältnis B_{eff}/f_s lässt sich letztlich ableiten, wie groß der Abstand zwischen eigentlichem OFDM-Spektrum und dem entsprechenden Spiegelspektrum ist. Für ein Verhältnis von eins ist beispielsweise keine Lücke mehr zwischen den beiden Spektren vorhanden. Bei der Berechnung wurden allerdings nur die digitalen Halbband-Filter berücksichtigt, da sie für den wesentlichen Teil der Spiegelbild- und *Aliasing*-Unterdrückung verantwortlich sind. Die Berücksichtigung der Tiefpassfilterung durch die Treppenstufen des DACs sowie der analogen Tiefpässe resultiert nur in einer geringen Verbesserung der Kurve und insbesondere der Einfluss der analogen Komponenten ist sehr stark vom verwendeten Frontend abhängig.

Ebenfalls vom Verhältnis B_{eff}/f_s hängt ab, wie groß die theoretisch erreichbare Entfernungsauflösung ΔR in Relation zur bestmöglichen ist, die sich bei $B_{\text{eff}} = f_s$ einstellt.

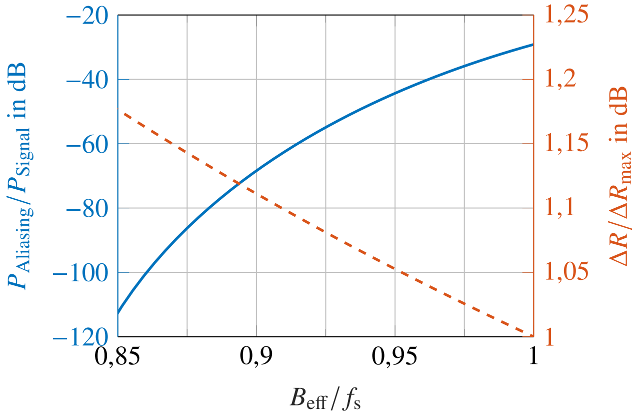


Abbildung 3.4: Verhältnis zwischen der durch *Aliasing* verursachen Störleistung und der Leistung des gewünschten Signalanteils in Abhängigkeit der effektiv genutzten Signalbandbreite B_{eff}. Zusätzlich ist das Verhältnis der effektiven zur bestmöglichen Entfernungsauflösung angegeben.

3.1.1 Bittiefe

Bei der Digital-Analog-Wandlung bestimmt die Bittiefe bzw. Auflösung, mit welcher Genauigkeit die Amplitudenwerte, die sich bei OFDM nach der ersten IDFT in den Zeitbereich ergeben, dargestellt werden. In der Theorie haben diese Werte eine unendliche Genauigkeit, die aufgrund des beschränkten Speicherbedarfs jedoch limitiert werden muss. In der Regel kommt bei Signalprozessoren eine binäre Festkomma-Darstellung (engl. *fixed-point*) mit einer festgelegten Anzahl an Stellen, den Bits, zur Anwendung. Bei der Genauigkeit die sich hierdurch ergibt, spielt sowohl die interne Auflösung, mit der insbesondere die Multiplikationen in der IDFT auf dem Signalprozessor durchgeführt werden, als auch die Beschränkung der Ausgangswerte auf eine feste Bittiefe eine Rolle. Für den Quantisierungsfehler (siehe Abschnitt 3.2.2) und damit die Abweichung vom idealen Signal ist letztlich die Auflösung relevant, die der Digital-Analog-Wandler zur Verfügung stellt. Von diesem Wert hängt auch sehr stark die Reinheit des Sendespektrums ab, wie Abbildung 3.5 anschaulich zeigt. Dargestellt ist das über mehrere zufällige OFDM-Symbole gemittelte Sendespektrum in Abhängigkeit der Auflösung des Digital-Analog-Wandlers. Um das Ergebnis nicht

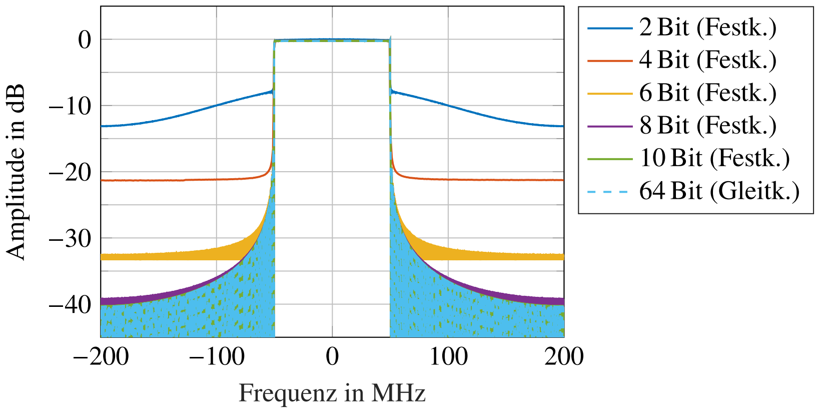


Abbildung 3.5: Gemitteltes Spektrum des überabgetasteten Sendesignals in Abhängigkeit der Auflösung des Digital-Analog-Wandlers

zu verfälschen, wurde hierbei eine Überabtastung um den Faktor zwei direkt durch eine Erhöhung der Abtastrate und das Nullsetzen der äußeren Unterträger erreicht, statt eine Interpolation einschließlich Tiefpassfilterung durchzuführen. Sichtbar wird dabei, dass ab einer Auflösung von circa 10 Bit praktisch kein Unterschied mehr zur 64 Bit-Gleitkomma-Darstellung (engl. *floating-point*) besteht, die dem ideal möglichen Sendespektrum bereits sehr nahe kommt. Für deutlich niedrigere Auflösungen sind die Nebenaussendungen in angrenzenden Frequenzbereichen hingegen stark erhöht und die klare Rechteckform des OFDM-Spektrums geht teilweise verloren.

3.2 Analog-Digital-Wandlung

Beim Empfänger muss das empfangene Signal nach dem Heruntermischen ins Basisband digitalisiert werden, bevor es weiterverarbeitet werden kann. Hierfür werden Analog-Digital-Wandler (engl. *analog-to-digital converter*, kurz ADC) eingesetzt, die an ihren Ausgängen eine Abtastrate zur Verfügung stellen, die identisch zu derjenigen an den DAC-Eingängen im Sender ist. Um zu verhindern, dass beim Abtastvorgang Störsignale und Rauschen von angrenzenden Frequenzbereichen in das gewünschten Band hineingefaltet werden, muss das

Signal vor dem ADC mit einem Tiefpass gefiltert werden. Bei den USRPs werden die Anforderungen an die Flankensteilheit des Filters mithilfe einer Überabtastung mit anschließender Dezimation einschließlich digitaler Tiefpassfilterung verringert. Zum Einsatz kommt hierbei, wie schon beim Sender, eine Verkettung aus CIC- und Halbband-Filtern. Der in Abbildung 3.3 als „*Aliasing*“ bezeichnete Anteil wird durch das Dezimationsfilter weiter gedämpft und anschließend in das gewünschte Band hineingefaltet. Gleichzeitig wird die Amplitude an den äußeren Frequenzrändern des eigentlichen Basisbandsignals durch den digitalen Tiefpass zusätzlich reduziert.

3.2.1 Bittiefe

Der erfassbare Dynamikbereich des Radars hängt mitunter entscheidend von der Auflösung der verwendeten Analog-Digital-Wandler ab. Durch die Anzahl an Bits, die für die Quantisierung jedes Abtastwerts aufgewendet werden, bestimmt sich das Verhältnis zwischen der maximalen Signalamplitude, die noch ohne *Clipping* (dt. Abschneiden) erfasst werden kann, und dem kleinsten Signal, das gerade noch über dem Quantisierungsrauschen liegt. *Clipping* bedeutet hierbei, dass der analoge Signalpegel über dem höchsten Wert des Aussteuerbereichs des ADC liegt und damit nach der Digitalisierung durch den Wert der größten Quantisierungsstufe dargestellt wird, unabhängig von seinem tatsächlichen Wert. Bei manchen ADCs wird in diesem Fall eine Fehlermeldung ausgegeben, um die Verfälschung der realen Werte zu signalisieren. Signalpegel, die kleiner als die niedrigste Quantisierungsstufe sind, können hingegen ebenfalls nicht mehr korrekt dargestellt werden, da ihr Auftreten zu keiner Bitänderung führt. Nach [Pue19] resultiert die Erhöhung der Auflösung um ein Bit in der Vergrößerung des erfassbaren Dynamikbereichs um 6,02 dB. In der Regel ergibt sich das stärkste Ziel beim Radar durch die direkte Überkopplung zwischen Sender und Empfänger, sofern keine besonderen technischen Maßnahmen getroffen wurden, um die Leistung des übergekoppelten Signals zu verringern. Beim FMCW- bzw. FCS-Radar kann beispielsweise ein Hochpassfilter eingesetzt werden, da die Überkopplung durch die kurze Laufzeit eine sehr niedrige Beat-Frequenz hervorruft. Beim OFDM-Radar wird jedoch während der gesamten Beobachtungsdauer und über die komplette Bandbreite hinweg kontinuierlich gesendet und empfangen. Aus diesem Grund müssen entweder die Sender und Empfänger durch geeignete Maßnahmen entkoppelt werden, oder die Auflösung muss

entsprechend hoch sein, um trotz des starken übergekoppelten Sendesignals noch schwache Ziele in einer bestimmten Entfernung detektieren zu können.

3.2.2 Quantisierungsfehler

Bei der Abtastung und Quantisierung der analogen Signale ergeben sich durch die begrenzte Bittiefe von N_{bit} zwangsläufig Quantisierungsfehler, die nach [PM14] als Differenz

$$e_{\text{q}}(k) = x_{\text{q}}(k) - x(k) \tag{3.1}$$

zwischen dem quantisierten Signal $x_{\text{q}}(k)$ und seinem abgetasteten, aber nicht quantisierten Gegenüber $x(k)$ dargestellt werden kann. Wird angenommen, dass die Quantisierungsstufen hinreichend klein sind und das analoge Signal eine ausreichend hohe Zahl von ihnen durchstreicht, kann der Quantisierungsfehler als gleichverteilte Zufallsvariable im Intervall $\left[-\frac{q}{2}, +\frac{q}{2}\right]$ mit der Wahrscheinlichkeitsdichte

$$f_{e_{\text{q}}}(e_{\text{q}}) = \begin{cases} \frac{1}{q} & \text{für } \left|e_{\text{q}}\right| \leq \frac{q}{2} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \tag{3.2}$$

angenommen werden. Der Erwartungswert und die Varianz des Quantisierungsfehlers ergeben sich entsprechend zu

$$\mu_{e_{\text{q}}} = \int_{-\frac{q}{2}}^{+\frac{q}{2}} e_{\text{q}} \cdot \frac{1}{q} \, \mathrm{d}e_{\text{q}} = 0 \tag{3.3}$$

bzw.

$$\sigma_{e_{\text{q}}}^2 = \int_{-\frac{q}{2}}^{+\frac{q}{2}} \left(e_{\text{q}} - \mu_{e_{\text{q}}}\right)^2 \cdot \frac{1}{q} \, \mathrm{d}e_{\text{q}} = \frac{q^2}{12}. \tag{3.4}$$

Wird weiter angenommen, dass der Analog-Digital-Wandler einen Aussteuerbereich von $[-A_{\text{max}}, +A_{\text{max}}]$ mit $2^{N_{\text{bit}}}$ gleichmäßig verteilten Quantisierungsstufen aufweist, lässt sich die Rauschleistung des Quantisierungsfehlers ähnlich zu [OS99] als

$$P_{e_{\text{q}}} = \sigma_{e_{\text{q}}}^2 = \frac{\left(\frac{2A_{\text{max}}}{2^{N_{\text{bit}}}}\right)^2}{12} = \frac{A_{\text{max}}^2}{3 \cdot 4^{N_{\text{bit}}}} \tag{3.5}$$

angeben. Für die Äquivalenz von Rauschleistung und Varianz wurde dabei ein Widerstand von $R = 1\,\Omega$ zugrunde gelegt. Zusammen mit der Signalleistung

$P_S = A_{\text{eff}}^2$ kann schließlich das Signal-zu-Quantisierungsrauschverhältnis (engl. *signal-to-quantization noise ratio*, kurz SQNR)

$$SQNR = 10\log_{10}\left(\frac{P_S}{P_{e_q}}\right) = 6{,}02 \cdot N_{\text{bit}} + 4{,}77 - 20\log_{10}\left(\frac{A_{\text{max}}}{A_{\text{eff}}}\right) \quad (3.6)$$

berechnet werden. Der Effektivwert A_{eff} hängt dabei von der verwendeten Signalform ab.
Wie beim thermischen Rauschen wirkt sich der Prozessierungsgewinn während der Signalverarbeitung auch auf das Quantisierungsrauschen aus, wodurch das SQNR erhöht wird. Diese Aussage ist gültig, sofern das Quantisierungsrauschen als unkorreliert angenommen werden kann und insgesamt mindestens ein Signal existiert, das mehrere Quantisierungsstufen überstreicht. Das bedeutet im Umkehrschluss, dass durch den Prozessierungsgewinn gegebenenfalls auch Signale, deren Amplituden deutlich kleiner als eine Quantistierungsstufe sind, über das Rauschlevel gehoben werden können, wenn ein weiteres Signal existiert, das die obige Bedingung erfüllt. In der Realität ist dies oftmals gegeben, entweder durch thermisches Rauschen oder durch die Überkopplung zwischen Sende- und Empfangsantenne.

3.3 Mischkonzepte

Die Mischung der digital-analog gewandelten Signale auf die gewünschte Trägerfrequenz im Sender kann auf Grundlage verschiedener Konzepte erfolgen. Diese unterscheiden sich einerseits durch die Anforderungen an die zu mischenden Eingangssignale und andererseits durch die benötigten Hardwarekomponenten sowie deren Komplexität.

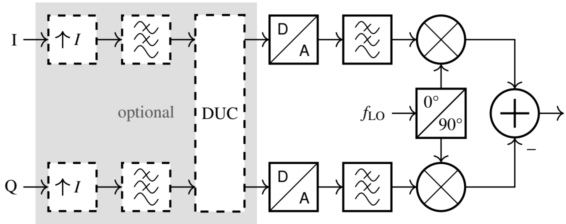
3.3.1 Quadraturmischung

In Abschnitt 2.1 wurde bei der Darstellung des Senderaufbaus die Struktur eines IQ-Mischers verwendet, die in dieser Form typischerweise auch im Kommunikationsbereich eingesetzt wird. Sie erlaubt bei gleichbleibender Bandbreite eine Verdopplung der Datenrate im Vergleich zur Verwendung eines einfachen Zweiseitenbandmischers. Die entsprechende Hardwarearchitektur ist

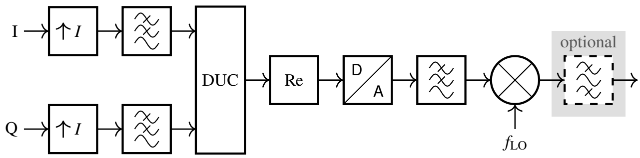
in detaillierterer Form nochmals in Abbildung 3.6a zu sehen. Das OFDM-Basisbandspektrum, das in der Regel in Kombination mit diesem Aufbau verwendet wird, ist in der zugehörigen Abbildung 3.7a dargestellt. Hierbei liegt die effektive Signalbandbreite B_{eff} nahe an der maximal möglichen Bandbreite $B = f_{\mathrm{s}}$, die bei Verwendung der eingezeichneten Abtastrate f_{s} zusammen mit einem IQ-Mischer noch realisierbar ist. Dies hat zur Folge, dass das *Anti-Imaging*-Filter zur Unterdrückung der Spiegelspektren bei Vielfachen der Abtastrate eine sehr hohe Flankensteilheit im Übergangsbereich zwischen Pass- und Stopband aufweisen muss. Entsprechend wird ein Tiefpassfilter mit hoher Filterordnung benötigt. Der eingezeichnete Amplitudengang ist hierbei als Kombination aus analogem Tiefpass und digitalem Interpolationsfilter im Falle einer optionalen Abtastratenerhöhung direkt vor dem DAC zu sehen.
In der Praxis muss darüber hinaus noch beachtet werden, dass die rechteckigen Quantisierungsstufen nach dem Abtast-Halte-Glied des DACs zu einer sincförmigen Dämpfung des Ausgangsspektrums führen. Bei der halben Abtastrate beträgt der Verlust circa −3,9 dB. Da die äußeren Unterträger des breitbandigen OFDM-Signals nahe an dieser Grenze liegen, ist ihre Amplitude gegenüber den inneren verringert. Um diese Dämpfung auszugleichen, sind insbesondere in schnellen DACs häufig sogenannte inverse sinc-Filter integriert, die den zuvor beschriebenen Amplitudenabfall innerhalb der ersten Nyquistzone annähernd ausgleichen können [Max20].

3.3.2 Quadraturmischung mit digitaler Zwischenfrequenz

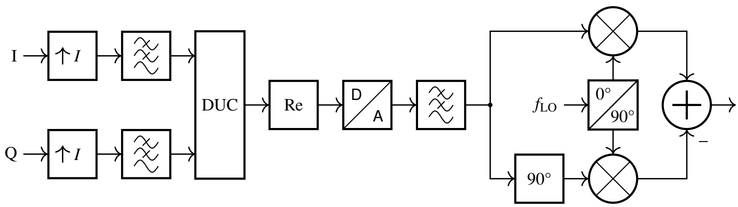
Sofern die effektive Bandbreite B_{eff} kleiner als die halbe Abtastrate ist, bietet sich eine weitere Möglichkeit zur Mischung des Signals an. Wie in Abbildung 3.7b dargestellt, kann in diesem Fall das komplexwertige OFDM-Basisbandsignal digital in den Frequenzbereich zwischen DC und $f_{\mathrm{s}}/2$ verschoben werden. Hierdurch liegt der DC-Träger nach dem Hochmischen nicht mehr innerhalb des Spektrums, was beim Durchschlagen der Trägerschwingung Vorteile bieten kann, wie im folgenden Abschnitt 3.4 erläutert wird. Der Nachteil ist jedoch, dass zur Unterdrückung der Spiegelspektren ein steilflankiges Filter benötigt wird. Bei modernen Hardwareplattformen wie beispielsweise dem RFSoC (*Radio Frequency System-on-Chip*) der Firma Xilinx [Xil20] ist dieses digitale Hochmischen (engl. *digital upconversion*, kurz DUC) direkt



(a) Zwei DACs mit IQ-Mischer sowie optionalem *Digital Upconverter* (DUC) (benötigt zur Erzeugung der Spektren in den Abbildungen 3.7a, 3.7b und 3.7c)

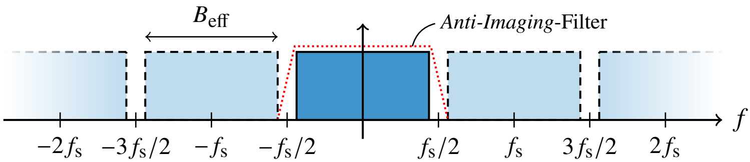


(b) Einzelner DAC mit Interpolation, DUC und Zweiseitenbandmischer (benötigt zur Erzeugung des Spektrums in Abbildung 3.7d)

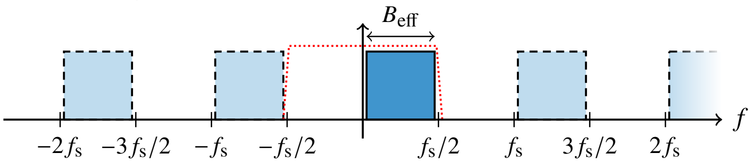


(c) Einzelner DAC mit Interpolation, DUC, 90°-Verzögerung durch einen Hybridkoppler und IQ-Mischer (benötigt zur Unterdrückung der schraffierten Spektren in Abbildung 3.7e)

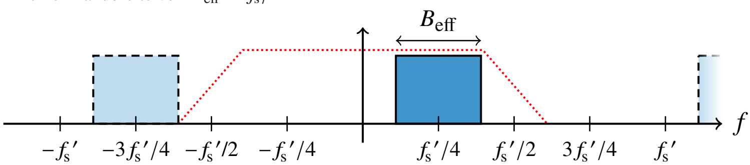
Abbildung 3.6: Senderarchitekturen zum Hochmischen der Signale bzw. Spektren in Abbildung 3.7



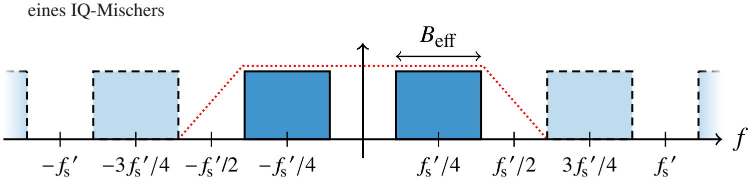
(a) Spektrum nach den DACs bei Verwendung eines IQ-Mischers, Basisbandlage und einer Bandbreite von $B_{\mathrm{eff}} < f_s$



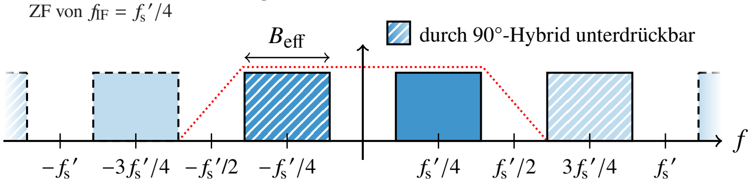
(b) Spektrum nach den DACs bei Verwendung eines IQ-Mischers, einer ZF von $f_{\mathrm{IF}} = f_s/4$ sowie einer Bandbreite von $B_{\mathrm{eff}} < f_s/2$



(c) Spektrum nach Interpolation ($f_s' = 2f_s$), DUC auf eine ZF von $f_{\mathrm{IF}} = f_s'/4$ und Verwendung eines IQ-Mischers



(d) Spektrum nach Interpolation ($f_s' = 2f_s$), DUC und einem einzelnen DAC bei Verwendung einer ZF von $f_{\mathrm{IF}} = f_s'/4$



(e) Spektrum nach Interpolation ($f_s' = 2f_s$), DUC und einem einzelnen DAC in Verbindung mit einem 90°-Hybridkoppler, $f_{\mathrm{IF}} = f_s'/4$

Abbildung 3.7: Mögliche Frequenzlagen des OFDM-Spektrums nach der DA-Wandlung einschließlich der jeweils benötigten Übertragungsfunktionen der *Anti-Imaging*-Filter

in Hardware integriert und kann daher sehr ressourceneffizient durchgeführt werden. Oftmals geht dem Mischen dabei eine Interpolation voraus, um die Anforderungen an das analoge Tiefpassfilter nach dem DAC zu reduzieren und die spektrale Reinheit des Ausgangssignals zu erhöhen. Die hierfür benötigten zusätzlichen Komponenten sind in Abbildung 3.6a als optionale Blöcke eingezeichnet. Der sich ergebende Vorteil ist, dass einerseits die Bandbreite des OFDM-Signals vor der Interpolation im Bereich der internen Abtastrate des FPGAs liegen und andererseits danach durch die weiter auseinander gerückten Spiegelspektren trotzdem noch eine digitale Frequenzverschiebung des OFDM-Spektrums durchgeführt werden kann. Hierdurch kann eine Zwischenfrequenz (ZF) erzeugt und der DC-Träger außerhalb des eigentlichen Spektrums verschoben werden. Dies ist in Abbildung 3.7c für den Fall einer Interpolation um den Faktor zwei ($f_s' = 2f_s$) sowie einer ZF von $f_{IF} = f_s'/4$ exemplarisch dargestellt.

3.3.3 Einseitenbandmischung mit digitaler Zwischenfrequenz

Durch die digitale ZF existiert darüber hinaus noch eine weitere Möglichkeit, bei der die Anzahl der notwendigen DACs halbiert werden kann. Wird, wie in Abbildung 3.6b dargestellt, nach der DUC nur der Realteil des Ergebnisses auf einen DAC geführt, entsteht das symmetrische Spektrum in Abbildung 3.7d, dessen zwei Hälften anschließend in einem Zweiseitenbandmischer hochgemischt werden. Dies ist bei OFDM-Radar jedoch unerwünscht, da zum einen die doppelte HF-Bandbreite B_{eff} belegt wäre und zum anderen die beiden Seitenbänder bei Verwendung eines einfachen Mischers im Empfänger aufeinander fallen würden. Theoretisch lässt sich zwar verhindern, dass das unerwünschte Seitenband nach dem Hochmischen abgestrahlt wird, in der Praxis lässt sich dies jedoch nur sehr schwer realisieren. Um ein Abstrahlen zu verhindern, müsste entweder ein ausreichend steilflankiges analoges Filter bei der Trägerfrequenz realisiert werden, oder alternativ die beiden Seitenbänder soweit auseinander liegen, dass das unerwünschte Band im Leistungsverstärker nicht mehr verstärkt wird oder außerhalb der Bandbreite der folgenden Antenne liegt. Je höher die Zielfrequenz des Mischers gewählt wird, umso schwieriger ist dies jedoch zu erreichen. Denn einerseits wird im Verhältnis dazu die Lücke zwischen den Seitenbändern immer schmaler, was zu einer Zunahme der notwendigen Fil-

terordnung führen würde, und andererseits steigt die absolute Bandbreite der abstrahlenden Antennen parallel zur Trägerfrequenz ebenfalls an.

3.3.4 Spiegelbildunterdrückung mit einem Image-Reject-Mischer

Um das störende Spiegelspektrum ohne Filterung zu unterdrücken, wird ein sogenannter *Image-Reject*-Mischer benötigt. Dieser kann, wie in Abbildung 3.6c dargestellt, durch die Kombination eines 90°-Hybridkopplers mit einem IQ-Mischer aufgebaut werden. Der Vorteil ist, dass nach wie vor nur ein einzelner DAC benötigt wird, aber nach dem Hochmischen trotzdem wie beim Quadraturmischer nur ein einzelnes Seitenband resultiert. Der eigentlich fehlende Quadraturanteil wird in diesem Fall mithilfe eines 90°-Hybridkopplers aus dem Ausgangssignal des DACs erzeugt. In der Folge löschen sich die in Abbildung 3.7d schraffiert gezeichneten Spektren aus und nur eines der beiden Seitenbänder wird tatsächlich abgestrahlt. Voraussetzung dafür ist allerdings, dass die 90°-Phasenverschiebung über die komplette Bandbreite B_{eff} des ZF-Signals gewährleistet werden kann. Vor allem bei niedrigen Zwischenfrequenzen und breitbandigen Signalen ist dies jedoch auf Grund der limitierten Bandbreite des Hybridkopplers schwierig zu realisieren. Besonders einfach lässt sich die geforderte Phasenverschiebung hingegen erreichen, wenn nur ein einzelnes Sinussignal mit einer festen Frequenz hochgemischt werden soll. Diese Tatsache wird beispielsweise beim in Kapitel 6 beschriebenen Demonstrator für die Erzeugung der dort benötigten Kammfrequenzen ausgenutzt.

3.4 DC-Träger

Im Kommunikationsbereich bleibt bei OFDM der *Direct Current* (DC)-Träger in der Mitte des Spektrums oftmals ungenutzt. Hintergrund ist, dass die zugehörigen Modulationssymbole häufig aufgrund durchschlagender Trägerschwingungen sowie anderer auftretender Offset-Spannungen gestört sind. Bei Kommunikationsanwendungen verringert sich durch das Freilassen dieses Unterträgers nur unwesentlich die maximal übertragbare Datenrate, da der einzelne DC-Träger gegenüber den anderen $N-1$ Unterträgern kaum ins Gewicht fällt. Bei OFDM-Radar hingegen hätte die entstehende Lücke eine deutlich

größere Auswirkung, wie Abbildung 3.8 zeigt. Dargestellt ist das Ergebnis der IDFT für ein OFDM-Symbol mit $N = 512$ Unterträgern nach der elementweisen Division durch die gesendeten Modulationssymbole sowie Anwendung eines Dolph-Tschebyscheff-Fensters [Har78] mit einer Nebenkeulenunterdrückung von 80 dB. Obwohl nur ein einzelner Unterträger fehlt, der jedoch genau in der Mitte liegt und daher von der Fensterfunktion nicht beeinflusst wird, verringert sich der Dynamikbereich deutlich von circa 80 dB auf 46,5 dB. Schwache Ziele, die unter dem erhöhten Nebenkeulenniveau liegen, können nun nicht mehr detektiert werden.
Um die Verringerung des Dynamikbereichs zu verhindern, bestehen verschiedene Möglichkeiten, die unter anderem von den vorhandenen Hardwareresourcen und der Frequenzlage des OFDM-Spektrums nach der DA-Wandlung abhängen:

- Soll der DC-Träger verwendet werden, muss hardwareseitig sichergestellt sein, dass bei den verwendeten Mischern der HF-Trägerdurchschlag (engl. *RF carrier leakage*) deutlich unter dem Leistungspegel der restlichen Unterträger liegt und zudem keine Offset-Spannungen an den Mischereingängen auftreten, die ebenfalls zu einem Durchschlagen des Trägers am Ausgang führen können. Außerdem dürfen im analogen

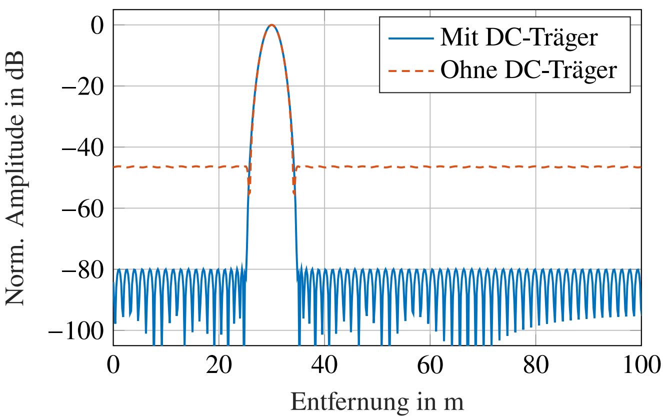


Abbildung 3.8: Verringerte Nebenkeulenunterdrückung bei fehlendem DC-Träger für $N = 512$ Unterträger und Anwendung eines Dolph-Tschebyscheff-Fensters mit maximal 80 dB Nebenkeulenunterdrückung

Signalpfad des Basisbands keine HF-Transformatoren eingesetzt werden, da diese das Gleichspannungssignal nicht übertragen würden.

- Falls der DC-Unterträger trotzdem zu stark gestört ist, kann empfangsseitig versucht werden, dessen Information zu rekonstruieren. Eine Möglichkeit hierfür besteht beispielsweise in der Interpolation mithilfe der benachbarten Unterträger. Allerdings haben dabei im Wesentlichen nur diejenigen Signalpegel einen Einfluss, die deutlich über dem Rauschen liegen, da die Interpolation noch vor der IDFT der Entfernungsschätzung stattfinden muss und somit noch kein Prozessierungsgewinn zum Tragen kommen kann. Da allerdings in der Regel ohnehin nur die Nebenkeulen der starken Ziele weitere Objekte verdecken können, genügt gegebenenfalls die Interpolation der Amplitude und Phase des DC-Trägers mithilfe der dominanten Signalanteile.
- Falls DACs und ADCs mit einer Abtastrate zur Verfügung stehen, die mindestens doppelt so groß wie die Signalbandbreite ist (siehe Abschnitt 3.3.2), kann das OFDM-Basisbandsignal vergleichbar zu Abbildung 3.7c digital auf eine Zwischenfrequenz gemischt und erst anschließend digital-analog-gewandelt werden. Beim anschließenden Hochmischen in den HF-Bereich liegt die Trägerfrequenz nicht mehr innerhalb des OFDM-Spektrums, wodurch auch keine Unterträger mehr gestört werden. Beim Empfänger wird das Empfangssignal dann ebenfalls zunächst auf eine Zwischenfrequenz gemischt, bevor es abgetastet, digitalisiert und dann ins Basisband heruntergemischt wird. Die hohe Abtastrate, die für den digitalen Mischvorgang benötigt wird, muss dabei nicht zwingend in allen Prozessierungsstufen Anwendung finden, sondern kann im Sender gegebenenfalls auch erst kurz vor dem digitalen Mischen mittels Interpolation erzeugt werden. Im Empfänger kann das Signal nach dem digitalen Heruntermischen (engl. *digital downconversion*, kurz DDC) dezimiert werden, wodurch ebenfalls wieder eine deutlich geringere Abtastrate entsteht. Sowohl Interpolation als auch Dezimation enthalten hierbei eine digitale Tiefpassfilterung, um Spiegelspektren und *Aliasing* zu verhindern.

3.5 IQ-Ungleichgewicht

Da bei OFDM die Phaseninformation genutzt und ausgewertet wird, müssen in der Regel sowohl sende- als auch empfangsseitig Quadraturmischer eingesetzt werden. Hierbei wird das Lokaloszillatorsignal aufgeteilt und ein Pfad um 90° phasenverschoben, wodurch ein Kosinus- und ein Sinussignal entstehen, die zum Mischen im Inphasen- bzw. Quadraturzweig des IQ-Modulators/-Demodulators genutzt werden. Damit beim Mischvorgang die gewünschten Produkte entstehen, müssen beide Lokaloszillatorsignale exakt dieselbe Amplitude und eine Phasenverschiebung von genau 90° aufweisen. Ist dies nicht der Fall und zwischen den beiden Pfaden tritt ein Amplitudenfehler ϵ_{IQ} sowie ein Phasenfehler θ_{IQ} auf, so können die abweichenden Signale nach [Raz12] als

$$x_{\mathrm{LO,I}} = 2 \cdot \left(1 + \frac{\epsilon_{\mathrm{IQ}}}{2}\right) \cdot \cos\left(2\pi f_{\mathrm{c}} t + \frac{\theta_{\mathrm{IQ}}}{2}\right), \tag{3.7}$$

$$x_{\mathrm{LO,Q}} = 2 \cdot \left(1 - \frac{\epsilon_{\mathrm{IQ}}}{2}\right) \cdot \sin\left(2\pi f_{\mathrm{c}} t - \frac{\theta_{\mathrm{IQ}}}{2}\right) \tag{3.8}$$

dargestellt werden. Falls der Quadraturmischer als Modulator bzw. Demodulator eingesetzt wird, führen die Amplituden- und Phasenfehler dazu, dass die Modulationssymbole im Signalraumdiagramm verschoben sind. Wird er hingegen in Kombination mit einer Zwischenfrequenz zur Seitenband- bzw. Spiegelbildunterdrückung genutzt, haben die Fehler zur Folge, dass das unerwünschte Seitenband nicht perfekt unterdrückt wird. Für die Anwendung als Einseitenbandmischer zeigt Abbildung 3.9 die maximal mögliche Seitenbandunterdrückung in Abhängigkeit des relativen Amplituden- bzw. Phasenfehlers zwischen Inphasen- und Quadraturzweig. Gut zu erkennen ist, dass bereits kleine Fehler eine deutliche Verschlechterung der Unterdrückung bewirken. Im Fall von OFDM-Radar kann dies dazu führen, dass der verfügbare Dynamikbereich abnimmt, da das zweite Seitenband bzw. das Spiegelspektrum im Empfänger wieder im selben Frequenzbereich zum Liegen kommen wie das gewünschte Signal. Da die Reihenfolge und Phase der Modulationssymbole des unerwünschten Anteils jedoch nicht mit denjenigen des erwarteten Seitenbands übereinstimmen, ergibt sich nach der elementweisen Division und den anschließenden (inversen) Fourier-Transformationen ein erhöhter Rauschpegel,

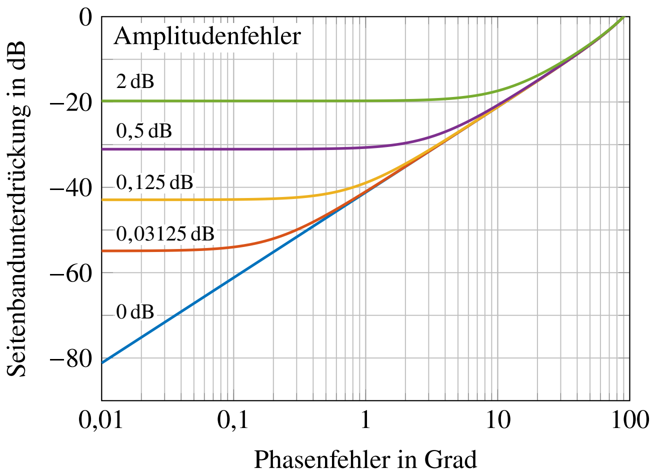


Abbildung 3.9: Seitenbandunterdrückung eines Einseitenband-/IQ-Mischers in Abhängigkeit des Phasen- und Amplitudenungleichgewichts

dessen Höhe vom Grad der Seitenband- bzw. Spiegelfrequenzunterdrückung abhängt.

3.6 Kalibration

Wie in den vorherigen Abschnitten beschrieben wurde, können beim Senden und Empfangen des OFDM-Radar-Signals zahlreiche Verzerrungen auftreten. Diese sind größtenteils auf Effekte und Eigenschaften der Hardware, insbesondere der Hochfrequenzbauteile, zurückzuführen, da diese in der Regel frequenzabhängige Amplituden- und Phasengänge aufweisen und teilweise durch Nichtlinearitäten zu Intermodulationen und Harmonischen führen. Außerdem ergeben sich durch Leitungslängen sowie Verzögerungen innerhalb der DACs und ADCs zusätzliche Laufzeiten, die in einer Verschiebung der Ziele in Entfernungsrichtung resultieren. Diese Effekte sind jedoch unerwünscht, da sie einerseits Artefakte im Radarbild verursachen können, die möglicherweise Fehldetektionen oder eine Verdeckung von Zielen nach sich ziehen, und andererseits die Schätzung der Parameter verfälschen. Besonders kritisch ist dies

bei der Winkelbestimmung im Fall von MIMO, da hierbei die Phasendifferenzen zwischen den Kanälen ausgewertet werden. Ergeben sich jedoch bereits durch die Hardware selbst Phasenunterschiede, kann die Schätzung des Einfallswinkels der reflektierten Welle massiv beeinträchtigt sein.
Aus diesem Grund ist eine einfache und effiziente Methode zum Ausgleich bzw. der Korrektur der aufgetretenen Effekte erwünscht. OFDM bietet hierbei den großen Vorteil, dass der gesamte Radarkanal innerhalb der Bandbreite B breitbandig sowohl in Frequenz- als auch in Zeitrichtung abgetastet wird. Wird nun eine Referenzmessung durchgeführt, bei der keine Ziele vorhanden sind, enthält der empfangene OFDM-Rahmen im Wesentlichen nur noch die Übertragungsfunktionen der Hardware. Das Empfangssignal kommt dabei entweder durch die Überkopplung zwischen den Sende- und Empfangsantennen oder alternativ durch ein gezieltes Verbinden der Sender und Empfänger mit Koaxialkabeln wie in [29] zustande. Hierbei werden jeweils alle Sende- und Empfangskanäle mit separaten Leistungskombinierern (engl. *power combiner*) verbunden, die dann wiederum mit ihren Ausgängen über ein Dämpfungsglied zusammengeschlossen sind. Die Kabel zwischen den Sender- bzw. Empfängeranschlüssen und dem jeweiligen Leistungskombinierer sollten denjenigen entsprechen, die später an die Antennen angeschlossen werden, um Abweichungen zwischen Referenzmessung und tatsächlicher Messung zu vermeiden. Dieses Verfahren, bei dem für alle Modulationssymbole die individuellen Phasen- und Amplitudenabweichungen bestimmt werden können, ist unabhängig von der Höhe der Kopplung zwischen den Sende- und Empfangsantennen anwendbar. Allerdings funktioniert die Kalibrationsmethode nur sinnvoll bei Frequenzen, für die mit vertretbarem Aufwand Koaxialkabel eingesetzt werden können und bei denen die Antennen über solche Kabel mit dem Rest der Hardware verbunden sind. Außerdem bleiben die Antennen selbst unberücksichtigt und durch die Leistungskombinierer können zusätzliche Laufzeiten sowie Phasen- und Amplitudenunterschiede auftreten, die in den späteren Messungen nicht vorhanden sind. Trotzdem kommt diese Methode bei den in Kapitel 7 gezeigten Messungen zur Anwendung, da hierbei Antennen mit einer sehr geringen Überkopplung verwendet wurden, die die alternative Variante deutlich erschweren.
Bei beiden Kalibrationsmethoden werden die bei einer Leerraummessung empfangenen OFDM-Rahmen $\mathbf{D}_{q,p}^{\mathrm{ref}}$ nach der elementweisen Division für alle virtuellen Kanäle abgespeichert. Bei den eigentlichen Messungen werden dann die dort empfangenen OFDM-Rahmen durch eben jene Referenzmessungen

elementweise dividiert, wodurch sich im Fall von *Subcarrier Interleaving* die kalibrierten Daten

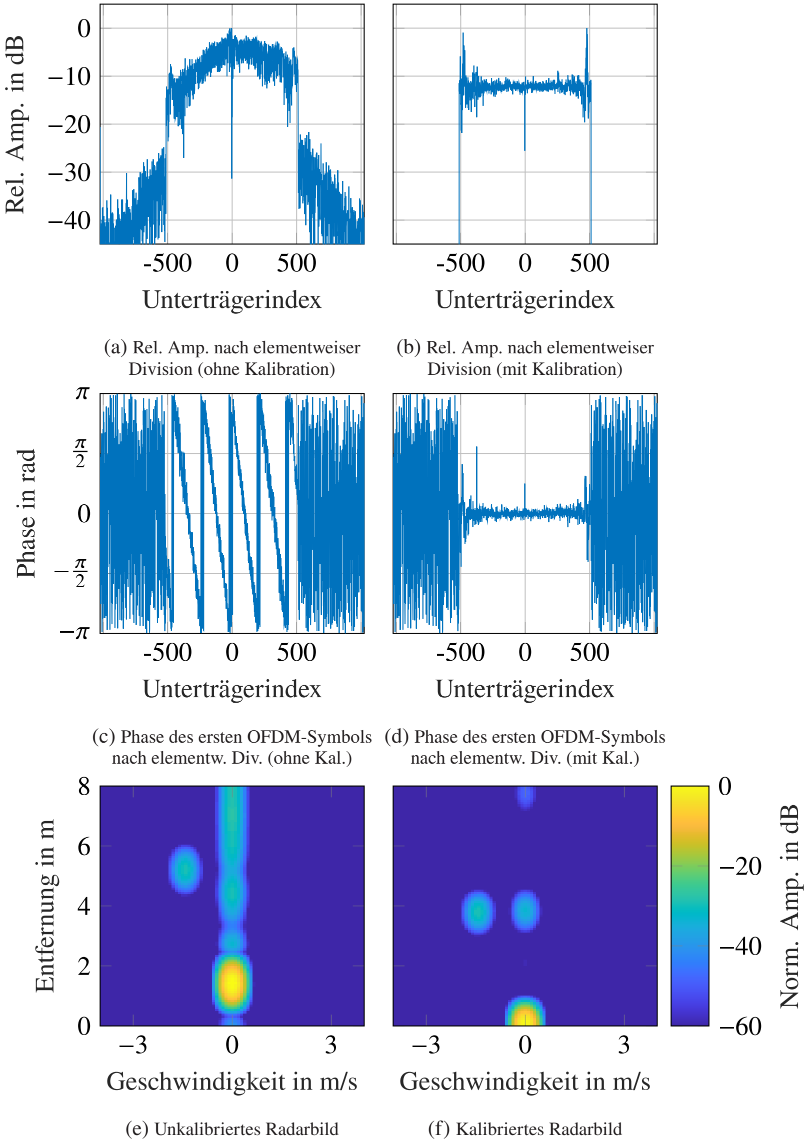
$$\left(\mathbf{D}_{q,p}^{\mathrm{cal}}\right)_{n,m} = \begin{cases} \frac{\left(\mathbf{D}_{q,p}\right)_{n,m}}{\left(\mathbf{D}_{q,p}^{\mathrm{ref}}\right)_{n,m}} & \text{für } (n-p) \bmod P = 0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \tag{3.9}$$

ergeben. Der Vorgang ist vergleichbar mit der Entfernung der gesendeten Modulationssymbole aus den Empfangsdaten, die in Abschnitt 2.4.3 beschrieben wurde.

Abbildung 3.10 zeigt exemplarisch einen Vergleich zwischen Messergebnissen vor und nach der Kalibration für den in [19] vorgestellten OFDM-Radar-Demonstrator. Dargestellt sind in (a)–(b) bzw. (c)–(d) die Amplitude und Phase des ersten OFDM-Symbols nach der Entfernung der Nutzdaten sowie in (e)–(f) das resultierende Radarbild vor und nach der Kalibration. Deutlich zu erkennen ist, dass ohne die Kalibration das statische Ziel auf Höhe des bewegten Ziels verdeckt werden würde. Die Erhöhung selbst, die sich bei einer Geschwindigkeit von 0 m/s nahezu über den kompletten Entfernungsbereich erstreckt, ist ein Resultat des stark gedämpften DC-Trägers sowie des ausgeprägten Amplituden- und Phasengangs der HF-Hardware. Beide Effekte führen in Kombination mit der starken Überkopplung zwischen Sender und Empfänger zu der sichtbaren Erhöhung. Außerdem resultiert die Laufzeit innerhalb des Frontends in einer linear abfallenden Phase entlang der Unterträger, die wiederum eine Verschiebung der Ziele in Entfernungsrichtung nach sich zieht. Durch eine Korrektur dieses Phasenverlaufs werden alle Ziele in Richtung des Radars verschoben, sodass das Maximum der Überkopplung im Ursprung landet. Zusätzlich verringert sich geringfügig die Breite der Zielmaxima in Entfernungsrichtung, da durch die Kalibration die Dämpfung der Amplituden zu den äußeren Unterträgern hin ausgeglichen wird. Allerdings tritt in Folge dessen auch eine Rauscherhöhung auf, die das SNR des Radarbildes insgesamt beeinflusst.

3.7 Peak-to-Average Power Ratio

Das sogenannte *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR) gibt das Verhältnis zwischen der maximalen und der mittleren Leistung eines Signals an. Dieses Verhältnis spielt sowohl bei der Aussteuerung der DACs und ADCs als auch bei



(a) Rel. Amp. nach elementweiser Division (ohne Kalibration)

(b) Rel. Amp. nach elementweiser Division (mit Kalibration)

(c) Phase des ersten OFDM-Symbols nach elementw. Div. (ohne Kal.)

(d) Phase des ersten OFDM-Symbols nach elementw. Div. (mit Kal.)

(e) Unkalibriertes Radarbild

(f) Kalibriertes Radarbild

Abbildung 3.10: Kalibration der Messergebnisse mithilfe einer elementweisen Division des empfangenen OFDM-Rahmens durch eine Referenzmessung ohne Ziele

der Wahl eines geeigneten Arbeitspunktes bei Verstärkern eine Rolle. Ist das PAPR hoch, muss die mittlere Leistung des Signals verringert werden, da andernfalls das Signal beim Auftreten der Spitzenleistung im DAC und ADC abgeschnitten (engl. *clipping*) oder im nichtlinearen Bereich der Verstärkerkennlinie stark verzerrt werden würde. Beide Effekte würden die Signalqualität deutlich beeinträchtigen. Aus diesem Grund müssen beispielsweise die Verstärker im sogenannten *Back-Off* betrieben werden, d. h. zwischen dem gewählten Arbeitspunkt und der maximalen Ausgangsleistung muss noch eine gewisse Reserve vorgehalten werden, die dann zum Tragen kommt, wenn die Momentanleistung des Signals die mittlere Leistung deutlich übersteigt.
Laut [SD10] kann das PAPR im Basisband für das zeitkontinuierliche OFDM-Signal $x(t)$ der Dauer T_0 zu

$$PAPR = \frac{\max\left\{|x(t)|^2\right\}}{E\left\{|x(t)|^2\right\}}, t \in [0, T_0) \tag{3.10}$$

bestimmt werden, wobei $E\{\cdot\}$ dem Erwartungswert entspricht. Bei einem zeitdiskreten Signal $x(k)$ der Länge N lässt sich das PAPR mithilfe von [Pue19] entsprechend durch

$$PAPR = \frac{\max\left\{|x(k)|^2\right\}}{\frac{1}{N}\sum\limits_{k=0}^{N-1}|x(k)|^2}, k \in 0, \ldots, N-1 \tag{3.11}$$

angeben.
Bei OFDM hängt das PAPR sehr stark von den gewählten Modulationssymbolen und der Unterträgeranzahl ab. Für den Fall, dass alle Modulationssymbole identisch gewählt werden, ergibt sich beispielsweise im Basisband ein PAPR, das gleich der Unterträgeranzahl N ist. Für zufällig gewählte Nutzdaten liegt das durchschnittliche PAPR hingegen deutlich unter diesem Maximalwert. Abbildung 3.11 zeigt exemplarisch die simulierten Wahrscheinlichkeitsdichten des PAPRs für OFDM-Symbole mit zufällig gewählten QPSK-Symbolen als Nutzdaten in Abhängigkeit der Unterträgeranzahl N. Zur Bestimmung der Dichtefunktionen wurde jeweils eine Monte-Carlo-Simulation mit 10 Millionen zufällig erzeugten OFDM-Symbolen durchgeführt. Anhand der Kurven ist gut zu erkennen, dass der Erwartungswert mit steigendem N ebenfalls zunimmt. Gleichzeitig verringert sich allerdings die Varianz des PAPRs. Dies ist darauf

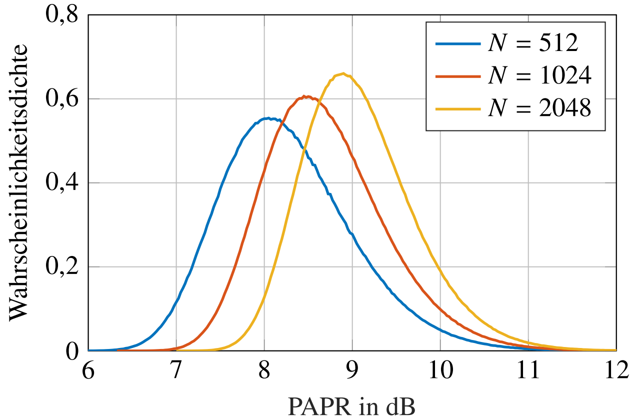


Abbildung 3.11: Simulierte Wahrscheinlichkeitsdichten für das Auftreten eines bestimmten PAPRs in Abhängigkeit der Unterträgeranzahl N

zurückzuführen, dass mit steigender Unterträgerzahl die Wahrscheinlichkeit abnimmt, dass eine Konstellation an Modulationssymbolen auftritt, die zu einem sehr hohen oder niedrigen PAPR führt. Beispielsweise nimmt die Anzahl an Konstellationen mit identischen oder sehr ähnlichen Symbolen, die zu einem sehr hohen PAPR führen würden, anteilig gegenüber der steigenden Zahl an insgesamt möglichen Kombinationen ab.

Werden die Modulationssymbole oder zumindest ein Teil davon nicht zufällig gewählt, kann mithilfe geeigneter Algorithmen, z. B. [MH97] oder [AJ16], das PAPR gesenkt werden. Diese Algorithmen finden hauptsächlich im Kommunikationsbereich Anwendung, wo allerdings die Maximierung des Datendurchsatzes im Vordergrund steht, während beim Radar ein möglichst hoher Dynamikbereich entscheidend ist. Soll das OFDM-Radar rein für die Detektion eingesetzt und die Kommunikationsmöglichkeit ungenutzt bleiben, kann auch auf eine Menge an vorher ermittelten Symbolen mit geringem PAPR zurückgegriffen werden. Da sie im Vorhinein ausgewählt werden können, ist ihre Gewinnung beispielsweise durch Testen einer großen Zahl an zufällig erzeugten OFDM-Symbolen möglich.

3.8 Speicherbedarf

Der Speicherbedarf, der für einen OFDM-Rahmen während eines Messzyklus benötigt wird, hängt stark von der verwendeten Repräsentationsmöglichkeit der Daten ab. Diese können beispielsweise im Frequenz- oder Zeitbereich angegeben werden. Außerdem muss noch zwischen dem benötigten Speicher im Sender und Empfänger unterschieden werden.

3.8.1 Sender

Im Sender können die Nutzdaten entweder als Datenbits oder nach einem *Mapping* direkt als Modulationssymbole im Frequenzbereich hinterlegt werden. Sollen dabei für alle M OFDM-Symbole mit jeweils N möglichen Unterträgern zufällige Nutzdaten möglich sein, wird ein Speicher für $N \cdot M$ Werte benötigt. Wird im Weiteren als Modulationsart QPSK verwendet, können die Modulationssymbole sehr effizient in der Form $\{\pm 1 \pm \mathrm{j}\}$ dargestellt werden, wobei jedes Symbol 2 Bit repräsentiert. Wird darüber hinaus noch berücksichtigt, dass Unterträger oder individuelle Modulationssymbole auch ungenutzt bleiben können, d. h. den Wert Null annehmen, wird für jedes Modulationssymbol ein zusätzliches Bit benötigt. Alternativ kann für den Fall, dass während eines OFDM-Rahmens durchgehend bestimmte Unterträger abgeschaltet werden sollen, ein einzelner separater Vektor mit N Bit genutzt werden. In diesem ist dann hinterlegt, ob der jeweilige Unterträger während des Messzyklus aktiv oder abgeschaltet sein soll.
Sofern die Modulationssymbole im Zeit- oder Frequenzmultiplexing den einzelnen Sendekanälen zugewiesen werden, wird dabei nur ein einzelner Speicher der Größe $N \cdot M$ benötigt. Wird hingegen CDM verwendet, muss in Abhängigkeit der verwendeten Codes eventuell für jeden Sender ein entsprechend großer Speicher vorgehalten werden. Falls darüber hinaus die optionale Funktion zur Kommunikation mithilfe der Modulationssymbole nicht benötigt wird, kann im Allgemeinen darauf verzichtet werden, M verschiedene OFDM-Symbole zu schicken. Stattdessen kann eine vorher festgelegte Auswahl an Symbolen entweder periodisch oder in pseudozufälliger Reihenfolge gesendet werden. In diesem Fall ergibt sich die Größe des Speichers im Wesentlichen aus der Anzahl verschiedener OFDM-Symbole.
Zur Erzeugung des Sendesignals wird über die Modulationssymbole jedes

OFDM-Symbols eine IDFT berechnet, wobei sich am Ausgang ein sehr großer Wertebereich in Abhängigkeit der Nutzdaten ergeben kann. In jedem Fall ist die erforderliche Bittiefe für die Ausgangswerte deutlich größer als diejenige der bis zu 3 Bit umfassenden Eingangswerte. Allerdings kann die IDFT für die aufeinanderfolgenden OFDM-Symbole sequenziell berechnet werden, weshalb im Prinzip immer nur der Speicher für ein einzelnes Symbol vorgehalten werden muss. Insbesondere bei hohen Abtastraten kann die Rechendauer der IDFT im Verhältnis zur Abtastzeit jedoch sehr groß sein. Aus diesem Grund müssen für eine kontinuierliche Datenausgabe mehrere IDFTs parallel für verschiedene OFDM-Symbole berechnet werden. Der notwendige Speicherbedarf im Sender erhöht sich in Folge dessen um die Anzahl parallel ablaufender Berechnungen.
Im Zeitbereich wird vor jedes OFDM-Symbol ein zusätzliches zyklisches Präfix gesetzt, das den letzten N_{cp} Abtastwerten des eigentlichen Symbols entspricht. Da die Abtastwerte somit bereits vorhanden sind, muss für sie im Prinzip kein zusätzlicher Speicher vorgesehen werden. Stattdessen können die Speicherbereiche, in denen die Abtastwerte des zugehörigen OFDM-Symbols stehen, mehrfach ausgelesen werden.

3.8.2 Empfänger

Im Empfänger werden die Informationen, die in einem OFDM-Rahmen enthalten sind, für die Erzeugung eines einzelnen Radarbildes benötigt. Ein Rahmen, der aus M OFDM-Symbolen mit jeweils N Unterträgern und den zyklischen Präfixen der Länge N_{cp} besteht, weist eine Größe von $\left(N + N_{\mathrm{cp}}\right) \cdot M$ auf. Werden sowohl der Real- als auch der Imaginärteil der Einträge mit je N_{bit} dargestellt, ergibt sich dadurch ein Speicherbedarf von $2 \cdot \left(N + N_{\mathrm{cp}}\right) \cdot M \cdot N_{\mathrm{bit}}$ pro Empfangskanal.
Bei einer Echtzeitverarbeitung wird in der Regel jedoch nicht mit der Signalverarbeitung gewartet, bis der komplette OFDM-Rahmen empfangen wurde. Stattdessen wird direkt jedes sequenziell eintreffende OFDM-Symbol verarbeitet, um die Latenz zwischen Messung und fertig prozessiertem Radarbild zu verringern. Da die zyklischen Präfixe nur dazu dienen, Intersymbolinterferenz zu verhindern, können sie im Empfänger noch vor der ersten DFT ohne Informationsverlust aus dem Zeitsignal entfernt werden. Hierdurch verringert sich der Speicherbedarf um den Faktor $\left(N + N_{\mathrm{cp}}\right)/N$. Im Anschluss daran wird zunächst jedes OFDM-Symbol mithilfe einer DFT der Länge N in den Frequenzbereich

transformiert. Wird die Bitlänge der Ergebniswerte der DFT identisch zu derjenigen der Eingangswerten gewählt, verändert sich durch diese Operation der Speicherbedarf nicht.
Wurden äußere Unterträger als Schutzintervalle freigelassen, können diese nun ebenfalls entfernt werden, da sie keine relevanten Informationen für die Radarsignalverarbeitung enthalten. Hierdurch kann sich der notwendige Speicherbedarf weiter verringern. Im Anschluss daran müssen die Nutzdaten entfernt werden, sodass nur die Informationen des eigentlichen Radarkanals verbleiben. Hierfür werden die Einträge der empfangsseitigen OFDM-Matrix elementweise durch die gesendeten Modulationssymbole dividiert. Alternativ kann auch eine Multiplikation mit den komplex konjugierten Symbolen durchgeführt werden, was einen deutlich geringeren Rechenaufwand darstellt. Dies ist insbesondere dann der Fall, wenn nur Multiplikationen mit ± 1 sowie Additionen durchgeführt werden müssen. Der Speicherbedarf kann bei dieser Operation insgesamt konstant gehalten werden, wenn die Werte durch gegebenenfalls notwendiges Abschneiden nach dem Entfernen der Nutzdaten dieselbe Bittiefe aufweisen wie davor.
Im nächsten Schritt findet die Entfernungs- und Geschwindigkeitsschätzung statt. Vor deren Beginn wird zusätzlich noch eine Fensterfunktion auf beide Dimensionen der Matrix angewandt, um die Nebenmaxima der anschließenden IDFT und DFT zu verringern. Die Koeffizienten der Fensterfunktionen müssen hierfür einer Tabelle entnommen werden, die einmal aus N und das andere Mal aus M Einträgen besteht. Da die Ergebnisse der Multiplikation mit den Filterkoeffizienten die vorherigen Einträge der OFDM-Matrix ersetzen können, wird theoretisch kein zusätzlicher Speicher benötigt. Hierfür muss jedoch sichergestellt sein, dass die Bittiefe des Ausgangs der Multiplikation derjenigen der Eingangswerte entspricht. Dies ist nur möglich, wenn die Ausgangswerte beschnitten werden, da intern eine größere Bittiefe anfällt.
Nach der Fensterung wird für jedes OFDM-Symbol eine IDFT berechnet, bei der ohne die Anwendung von *Zero Padding* die Anzahl der Eingangs- und Ausgangswerte identisch bleibt. Soll jedoch zusätzlich mithilfe von *Zero Padding* die Genauigkeit im Radarbild erhöht werden, steigt der Speicherbedarf um den *Zero Padding*-Faktor ZP_{R}, da sich am Ausgang der IDFT eine um genau diesen Faktor erhöhte Anzahl an Werten ergibt.
Insbesondere durch die Summationen innerhalb der DFT können sehr große Werte entstehen, die eine interne Skalierung notwendig machen, um ein Überlaufen der Zahlenwerte zu verhindern. Die Wahl der Skalierungsfaktoren hängt hierbei stark von der Größe der erwarteten Eingangswerte sowie der Länge der IDFT bzw. DFT ab.

Auch nach der Entfernungsschätzung können die Ergebnisse der IDFT prinzipiell die Eingangswerte überschreiben, da diese nicht weiter benötigt werden. Allerdings müssen die resultierenden Entfernungsspektren für alle M OFDM-Symbole zwischengespeichert werden, da erst nach der sequenziellen Prozessierung der M Symbole die Geschwindigkeitsschätzung durchgeführt werden kann. Hierfür wird auf jede Zeile der Matrix eine DFT der Länge M bzw. $M \cdot ZP_\mathrm{v}$ für den Fall von *Zero Padding* angewandt. Die ursprünglichen Werte können dabei theoretisch ebenfalls wieder überschrieben werden, da sie im Anschluss nicht weiter benötigt werden. Weisen die Ausgangswerte der letzten DFT eine Bittiefe von N_bit auf, wird für das Abspeichern des sich ergebenden Entfernungs-Geschwindigkeitsdiagramms ein Speicherbedarf von $2 \cdot N \cdot ZP_\mathrm{R} \cdot M \cdot ZP_\mathrm{v} \cdot N_\mathrm{bit}$ benötigt.

3.9 Datenraten

Die maximal zulässigen Datenraten bedürfen bei der Implementierung eines OFDM-Radars aufgrund ihres limitierenden Faktors einer genauen Betrachtung. Insbesondere die Schnittstellen zu den Digital-Analog- bzw. Analog-Digital-Wandlern sowie zum Speicher, in dem die Empfangsdaten oder das fertig prozessierte Radarbild abgelegt werden, sind hierbei von besonderem Interesse. Im Gegensatz zu anderen Teilen der Signalverarbeitungskette können sie durch Parallelisierung nicht beliebig erweitert werden und stellen daher oftmals einen möglichen Flaschenhals bei der Prozessierung dar.

3.9.1 DAC/ADC

Der DAC erwartet mit jedem Taktzyklus der Abtastrate f_s die Bereitstellung von N_bit neuen Datenbits an seinem Eingang, wodurch sich eine kontinuierliche Datenrate von $f_\mathrm{s} \cdot N_\mathrm{bit}$ pro Sendekanal ergibt. Bei einer Auflösung von 16 Bit und einer Abtastrate von 1 GSPS, wie sie für ein aktuelles Automobilradar mit einer Bandbreite von knapp 1 GHz benötigt werden würde, führt dies zu einem Wert von 16 Gbit/s. Da bei OFDM in der Regel IQ-Mischer zur Anwendung kommen, werden pro Kanal insgesamt zwei DACs bzw. ADCs benötigt, wodurch sich die Datenrate nochmals verdoppelt. Häufig kann der DAC intern noch mit einer höheren Abtastrate arbeiten und interpoliert die Daten zusätzlich

bei entsprechender Konfiguration. Für den Anwender ist jedoch die Datenrate der digitalen Schnittstelle deutlich wichtiger, da er in diesem Fall selbst dafür verantwortlich ist, dass die Daten schnell genug bereitgestellt werden. Gleiches gilt in umgekehrter Richtung auch für den ADC, bei dem gewährleistet werden muss, dass die gelieferten Abtastwerte schnell genug der weiteren Verarbeitung zugeführt werden.

3.9.2 Speicherzugriff

Bei der Auslegung des Speichers müssen prinzipiell verschiedene Ausbaustufen des Radars betrachtet werden, z. B. ob im Empfänger direkt die Abtastwerte für eine nachträgliche Offline-Prozessierung abgespeichert werden sollen oder erst das final prozessierte Radarbild. Zusätzlich muss bei der zweiten Variante noch mit einbezogen werden, ob *Zero Padding*, eine Schwellwertentscheidung oder sogar schon eine Detektion der lokalen Maxima durchgeführt wird.
Für den Fall, dass direkt die IQ-Abtastwerte abgespeichert werden sollen, ergibt sich eine kontinuierliche Datenrate von $2 \cdot f_\mathrm{s} \cdot N_\mathrm{bit}$, die in den Speicher geschrieben werden muss. Soll hingegen das prozessierte Radarbild abgespeichert werden, verringert sich unter der Annahme, dass kein *Zero Padding* stattgefunden hat und die Bittiefe dieselbe ist, die mittlere Datenrate mindestens um den Faktor $\left(N + N_\mathrm{cp}\right)/N$, da die zyklischen Präfixe entfernt werden können.

3.10 Rechenaufwand

Der benötigte Rechenaufwand spielt vor allem bei der Online-Prozessierung von OFDM-Radar-Signalen eine wichtige Rolle, da nur im Fall ausreichend schneller Rechenoperationen eine Echtzeitfähigkeit des Systems gegeben ist. Der wesentliche Teil der Signalverarbeitungsschritte fällt hierbei im Empfänger an, wo die Parameter der Ziele geschätzt werden. Im Sender hingegen findet pro OFDM-Symbol nur eine einzelne IDFT der Länge N statt, bei der die Modulationssymbole vom Frequenz- in den Zeitbereich überführt werden. In der Regel wird dabei für N eine Zweierpotenz gewählt, sodass eine effiziente IFFT eingesetzt werden kann, deren Komplexität im Vergleich zu einer DFT nur $\mathcal{O}(N \cdot \log(N))$ statt $\mathcal{O}\left(N^2\right)$ beträgt. Anschließend wird zwar noch das zyklische Präfix eingefügt, allerdings muss dafür nur der entsprechende Speicherbereich

zweimal ausgelesen werden, da das Präfix aus einer Kopie der Abtastwerte am Ende des zugehörigen OFDM-Symbols besteht.
Im Empfänger wird in umgekehrter Reihenfolge zunächst das zyklische Präfix entfernt, wofür keine gesonderte Rechenoperation notwendig ist. Stattdessen wird einfach nur ein Teil der zwischengespeicherten Abtastwerte ausgelesen und der Rest verworfen. Im Anschluss erfolgt eine FFT der Länge N in den Frequenzbereich, um die Operation im Sender umzukehren. Diese weist erneut eine Komplexität von $\mathcal{O}(N \cdot \log(N))$ auf. Danach werden die Modulationssymbole elementweise durch die gesendeten Nutzdaten dividiert, was alternativ durch eine Multiplikation mit den komplex konjugierten Werten ersetzt werden kann. Weisen darüber hinaus die Modulationssymbole die Form $\{\pm 1 \pm \mathrm{j}\}$ auf, kann die komplexwertige Multiplikation durch deutlich einfachere Summationen einschließlich Vorzeichenwechsels mancher Summanden ersetzt werden.
Bei der Entfernungsschätzung kommt wieder eine IFFT der Länge N bzw. $N \cdot ZP_\mathrm{R}$ bei *Zero Padding* zur Anwendung, die die bereits bekannte Komplexität aufweist. Pro virtuellem Tx-Rx-Paar und Rahmen muss diese IFFT insgesamt M-mal durchgeführt werden, da sie für jedes sequenziell eintreffende OFDM-Symbol einmal berechnet wird. Für die folgende Geschwindigkeitsschätzung wird pro Zeile der Matrix eine FFT der Länge M bzw. $M \cdot ZP_\mathrm{v}$ ausgeführt, die eine Komplexität von $\mathcal{O}(M \cdot \log(M))$ aufweist. Theoretisch können dabei die FFTs für alle N Zeilen parallel ausgeführt werden, da zu diesem Zeitpunkt der komplette OFDM-Rahmen mit allen Symbolen vollständig im Speicher vorliegt. Hierfür bieten sich insbesondere FPGA-Plattformen an, die einen hohen Parallelisierungsgrad erlauben. Selbst wenn aufgrund von Resourcenbeschränkungen keine Ausführung von N parallelen FFTs möglich ist, kann trotzdem noch eine Teilmenge aus mehreren Zeilen parallel prozessiert werden.
In der Praxis findet danach häufig eine Schwellwertdetektion (siehe Abschnitt 3.11.3) statt, um die Datenmenge deutlich zu reduzieren. Hierdurch verbleiben in den $P \cdot Q$ Radarbildern nur noch diejenigen Entfernungs-Geschwindigkeitszellen, die oberhalb eines vorgegebenen Schwellwerts liegen und mit hoher Wahrscheinlichkeit ein Ziel darstellen. Auf jede dieser verbliebenen Zellen wird dann entlang der $P \cdot Q$ MIMO-Kanäle die Winkelschätzung angewandt, wobei verschiedenste Algorithmen zur Anwendung kommen können, da dieser Prozessierungsschritt unabhängig von der OFDM-Wellenform ist [VRD+20]. In Abschnitt 2.5.2 wurde *Fourier Beamforming* als ein mögliches Beispiel beschrieben, das sich sehr aufwandsgünstig realisieren lässt. Der konkrete Rechenaufwand für die Winkelschätzung hängt aufgrund des Schwellwertverfahrens sehr stark davon ab, wie viele Ziele detektiert wurden,

wobei in [MSKB17] bei einem hochauflösenden Radardemonstrator bis zu 9000 Detektionen pro Radarbild für ein reales Straßenszenario verzeichnet wurden.

3.11 Reduktion von Speicherbedarf und Rechenaufwand

3.11.1 Reduktion der Bittiefe

Die Reduktion der Bittiefe bei der DA- und AD-Wandlung sowie im Speicher und bei den Rechenoperationen bietet eine sehr einfache und effiziente Möglichkeit zur Verringerung der anfallenden Datenraten und -mengen. Wird für die Abtastwerte beispielsweise eine Auflösung von 8 Bit statt 16 Bit verwendet, so reduzieren sich die Daten schlagartig um den Faktor zwei. Allerdings weist diese Art der Reduktion auch einige Nachteile auf. So wurde beispielsweise in Abschnitt 3.2.1 festgehalten, dass sich bei einer zu geringen Bittiefe starke Nebenaussendungen in den Nachbarkanälen des eigentlichen OFDM-Spektrums ergeben. Gleichzeitig wurde an dieser Stelle aber auch gezeigt, dass eine Auflösung von 8 Bit im Sender durchaus ausreichend sein kann.
Auf der Empfangsseite hängt die erforderliche Auflösung sehr stark von der Überkopplung sowie der geforderten Reichweite und dem RCS der zu messenden Ziele ab, da diese zum Großteil den benötigten Dynamikbereich festlegen. Vorteilhaft ist hierbei der Prozessierungsgewinn des Radars, der die erforderliche Bittiefe gegebenenfalls verringern kann.

3.11.2 MIMO

Eine weitere Möglichkeit, den Speicherbedarf und gleichzeitig auch den Rechenaufwand bei MIMO-OFDM-Radar zu reduzieren, ergibt sich im Fall von TDM und FDM durch das Entfernen leerer Zeilen oder Spalten aus den Matrizen $\mathbf{D}_{q,p}$ nach der Separation der virtuellen Kanäle. Für äquidistantes *Subcarrier Interleaving* mit $P = 4$ gleichzeitig aktiven Sendern veranschaulicht dies Abbildung 3.12 sehr gut, denn nach der Separation der orthogonalen Sendesignale, die sich an den Q Empfängern überlagern, ist in den Matrizen $\mathbf{D}_{q,p}$ jeweils nur

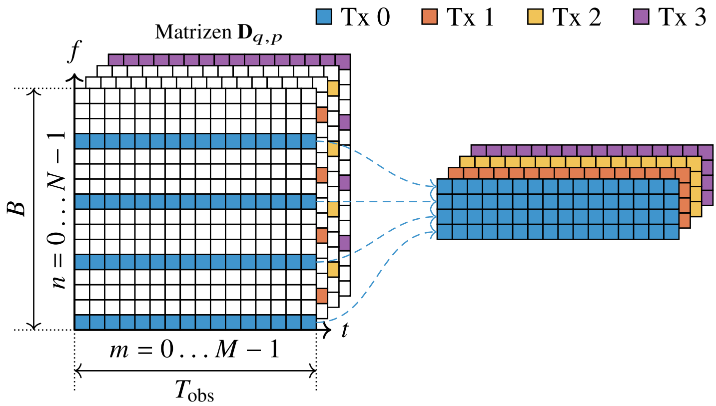


Abbildung 3.12: Reduktion der Matrixdimension bei äquidistantem *Subcarrier Interleaving* zur Verringerung des Speicherbedarfs und des Rechenaufwands

noch jeder vierte Unterträger belegt. Werden die Zeilen, die nur Nullen enthalten, entfernt, verkleinern sich die Matrixdimensionen zu $N/P \times M$. Folglich kann auch die Länge der IDFT für die Entfernungsschätzung um den Faktor P verringert werden. Allerdings entfällt bei dieser Vorgehensweise der Frequenzversatz um $p \cdot \Delta f$, den die Unterträger des Senders p gegenüber denen des ersten Sendekanals aufweisen. Wird dies bei der Winkelschätzung nicht berücksichtigt, ergibt sich zum einen ein entfernungsabhängiger Winkelfehler und zum anderen entstehen in Azimutrichtung starke Nebenkeulen, wie Abbildung 3.13 anschaulich zeigt. Die violette Kurve stellt dabei den ursprünglichen Fall vor dem Entfernen der leeren Zeilen aus der Matrix dar und die blaue Kurve das Ergebnis nach der Verringerung der Matrixgröße. Um die hierbei auftretenden Fehler zu verhindern, kann die in (2.38) durchgeführte Umformung genutzt werden. Bei dieser wurde gezeigt, wie sich die bei der Entfernungsschätzung zu berechnende Summe von der Länge N auf N/P verkürzen lässt. Hierfür musste der Term $\exp(\mathrm{j}2\pi p\eta/N)$ aus der Summe herausgezogen werden. Wenn nun direkt eine IDFT der Länge N/P auf die verkleinerten Empfangsmatrizen angewandt wird, fehlt folglich dieser Korrekturterm. Allerdings lässt er sich noch nachträglich hinzufügen durch eine elementweise Multiplikation der IDFT-Bins bei $\eta = 0, 1, \dots, N/P-1$ mit dem Term $\exp(\mathrm{j}2\pi p\eta/N)$. Da der Index η die Entfernungszellen widerspiegelt, entspricht die beschriebene Mul-

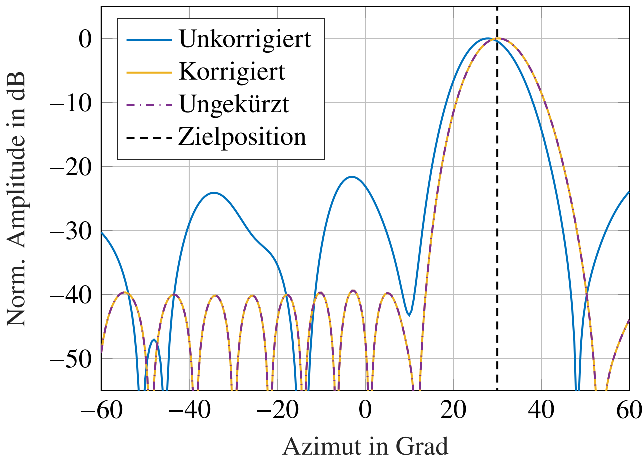


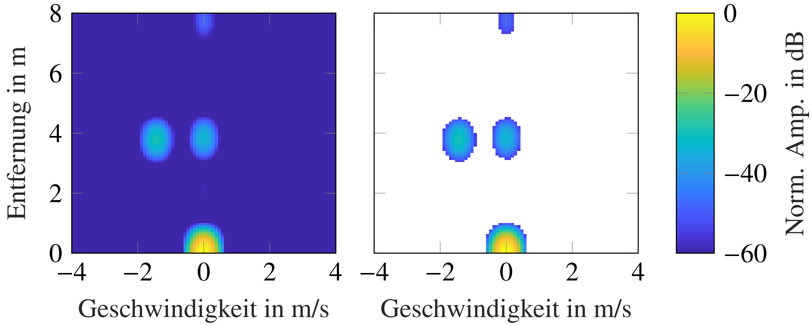
Abbildung 3.13: Korrektur des Winkelfehlers, der durch das Entfernen der leeren Matrixzeilen bzw. Unterträger entsteht

tiplikation einer entfernungsabhängigen Phasenkorrektur. Das hierbei erzielte Ergebnis ist deckungsgleich mit der Entfernungsschätzung auf Basis der vollständigen Matrix einschließlich aller leeren Zeilen, wie der Vergleich der gelben und violetten Kurve in Abbildung 3.13 bestätigt.

Ein ähnlicher Ansatz zur Vermeidung der beschriebenen Effekte findet sich auch in [MPVZ19] sowie in etwas abgewandelter Form in [LC21], wobei im zweiten Fall der *Beamsteering*-Vektor statt der Entfernungs-Geschwindigkeitsmatrizen modifiziert wird.

3.11.3 Schwellwertverfahren

Bei der Betrachtung vieler Radarbilder fällt auf, dass ein Großteil der Entfernungs-Geschwindigkeitszellen nur Rauschen und somit keine relevanten Informationen enthält. Werden diese Zellen bei den folgenden Signalverarbeitungsschritten nicht weiter berücksichtigt, kann sowohl die Datenmenge als auch die Rechenzeit erheblich reduziert werden. Abbildung 3.14 zeigt beispielhaft den Vergleich zweier Radarbilder vor und nach der Anwendung eines Schwellwerts, bei dem nur die Einträge mit einer Amplitude oberhalb der Schwelle erhalten



(a) Vor Anwendung des Schwellwerts (b) Nach Anwendung des Schwellwerts

Abbildung 3.14: Reduktion der Datenmenge durch Verwerfen aller Einträge im Entfernungs-Geschwindigkeitsdiagramm unterhalb eines bestimmten Schwellwerts (hier beispielhaft −60 dB)

bleiben.
Ein konstanter Schwellwert kann in der Theorie jedoch nur dann angewandt werden, wenn das Rausch- und Clutterlevel über das gesamte Radarbild hinweg konstant ist [Roh11]. Andernfalls können entweder schwache Ziele verloren gehen oder Rauscherhöhungen fälschlicherweise als Ziele detektiert werden. Aus diesem Grund wurden Verfahren mit adaptiven Schwellwerten eingeführt, die über den gesamten erfassten Bereich hinweg eine konstante Falschalarmrate (engl. *constant false alarm rate*, kurz CFAR) liefern [ER87]. Bei diesen Verfahren wird für jede zu untersuchende Zelle (engl. *cell under test*, kurz CUT) ein umgebender Bereich definiert, mit dessen Werten der jeweilige Schwellwert berechnet werden kann. In Abhängigkeit davon, wie diese Werte gewichtet oder genutzt werden, können unterschiedliche Ausprägungen des CFAR-Detektors zur Anwendung kommen. Zwei mögliche Varianten sind beispielsweise der *Cell Averaging CFAR* (CA-CFAR) oder der *Ordered Statistic CFAR* (OS-CFAR) [Roh11]. Für letzteren wird in [MSKB17] bei einem experimentellen, hochperformanten Automobilradarsystem gezeigt, dass mit einem OS-CFAR-Detektor in realen Straßenszenarien die Datenrate um mehr als den Faktor 100 reduziert werden kann.

4 Frequenzkamm-basiertes breitbandiges OFDM-Radar

Wie in den vorangegangenen Kapiteln beschrieben, stellt OFDM-Radar sehr hohe Anforderungen an die Hardware. Insbesondere für das Erreichen einer großen Bandbreite, wie sie für eine gute Entfernungsauflösung notwendig ist, werden beim klassischen Ansatz DA- und AD-Wandler mit sehr hohen Abtastraten und gleichzeitig guten Auflösungen benötigt. Aus diesem Grund wurde und wird in der Forschung nach alternativen Ansätzen gesucht, um einerseits die Abtastraten zu verringern und andererseits trotzdem eine gute Entfernungsauflösung erzielen zu können. Das folgende Kapitel führt diesbezüglich detailliert das neu entworfene *Frequency-Comb-OFDM-Radar*-Verfahren ein, mit dem aus einem schmalbandigen Basisbandsignal durch Hochmischen mit einem Frequenzkamm ein breitbandiges OFDM-Signal erzeugt werden kann. Das Grundprinzip des Schemas wurde erstmals in [8] veröffentlicht und in [1] patentiert. Der Abstand der L Kammfrequenzen entspricht dabei genau der Bandbreite B des Ursprungssignals, sodass das abgestrahlte Spektrum aus mehreren nahtlos ineinander übergehenden Subbändern besteht. Zusätzlich ist im OFDM-Basisbandsignal nur jeder L-te Unterträger belegt. Hierdurch entstehen im Spektrum Lücken, die im Empfänger dazu genutzt werden können, die Unterträger aller Subbänder in einem gemeinsamen Frequenzband der Bandbreite B überlappungsfrei zu vereinen. Um das zu erreichen, wird das breitbandige Empfangssignal mit einem zweiten Frequenzkamm heruntergemischt. Die Abstände zwischen dessen Kammfrequenzen fallen allerdings um einen Unterträger kleiner aus als im Sender. Hierdurch entsteht das geforderte gemeinsame Frequenzband der Bandbreite B, das die Unterträger aller L Subbänder und somit alle relevanten Informationen des breitbandigen Empfangssignals enthält.

4.1 Erzeugung des breitbandigen Sendesignals

Das schmalbandige OFDM-Basisbandsignal

$$x(t) = \frac{1}{N}\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{n=0}^{N-1}(\mathbf{X})_{n,m}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi n\Delta f\, t}\cdot \mathrm{rect}\left(\frac{t-mT_0}{T_0}\right), \tag{4.1}$$

das am Beginn der Sendesignalerzeugung steht, entspricht in seiner Grundform dem in (2.3) beschriebenen OFDM-Signal der Bandbreite B. Auch hier wurde der Einfachheit halber wieder auf die Angabe des zyklischen Präfixes verzichtet. Im Gegensatz zum klassischen Ansatz ist in diesem Fall im Basisbandsignal jedoch nur jeder L-te Unterträger der Nutzdaten

$$(\mathbf{X})_{n,m} \in \begin{cases} \mathcal{A}, & \text{für } n \bmod L = 0 \\ \{0\}, & \text{sonst} \end{cases} \tag{4.2}$$

belegt, wie Abbildung 4.1a veranschaulicht. $\Delta f = B/N$ ist hierbei der Unterträgerabstand, N die Anzahl an möglichen Unterträgern und $T = T_0 + T_{\mathrm{cp}}$ die OFDM-Symboldauer einschließlich zyklischem Präfix. M entspricht der Symbolanzahl eines Messzyklus der Dauer $T_{\mathrm{obs}} = M \cdot T = M \cdot (N + N_{\mathrm{cp}}) \cdot T_{\mathrm{s}}$ und $T_{\mathrm{s}} = 1/B$ ist die Abtastzeit im Digitalen.

4.1.1 Modulation

Im nächsten Schritt wird das Basisbandsignal mit dem Frequenzkamm

$$s_{\mathrm{comb,Tx}}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\left(f_{\mathrm{c},0}+l\cdot B\right)t} \tag{4.3}$$

in den HF-Bereich hochgemischt, wobei $f_{\mathrm{c},0}$ die niedrigste Frequenz des Kamms ist. Der Abstand der L Kammfrequenzen entspricht genau der Bandbreite B des Ausgangssignals, wie Abbildung 4.2 für den Fall $L = 4$ veranschaulicht.

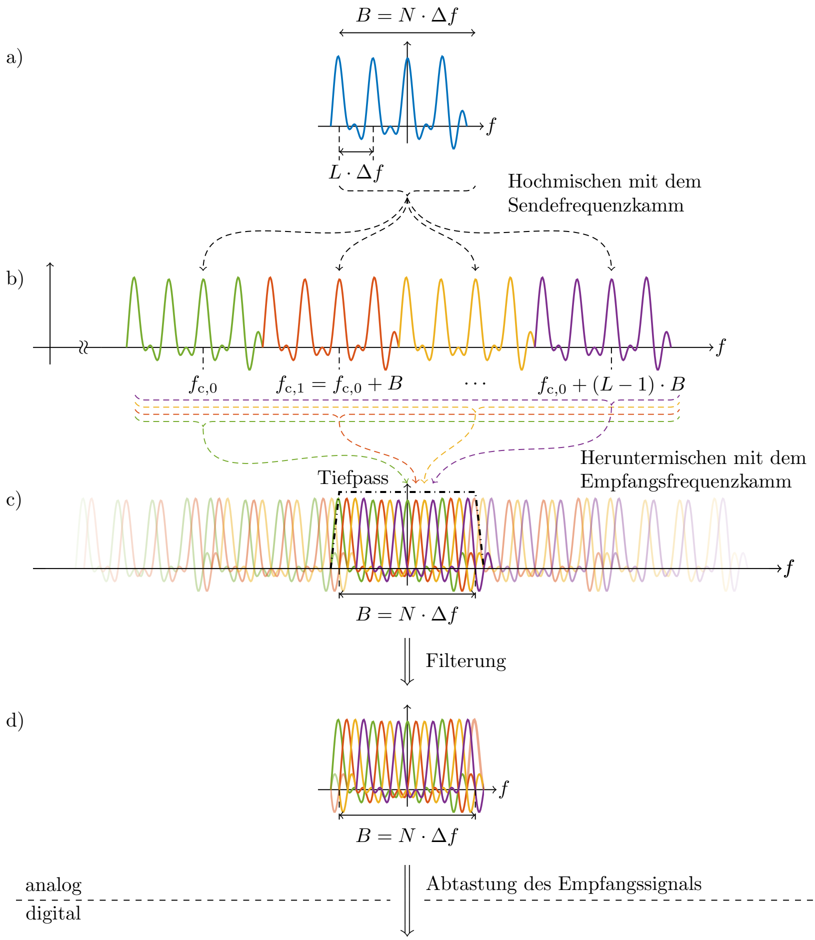


Abbildung 4.1: Signalerzeugungsschema mit $N = 16$ und $L = 4$: (a) Spektrum des Basisbandsignals $x(t)$ mit der Bandbreite B, (b) Spektrum des hochgemischten, kombinierten HF-Signals $s(t)$ mit L Subbändern, (c) Heruntergemischtes und verschachteltes Spektrum am Empfänger einschließlich Tiefpassübertragungsfunktion, (d) Gefiltertes Spektrum der Bandbreite B, bei dem alle N möglichen Unterträger belegt sind (Abbildung in Anlehnung an [8])

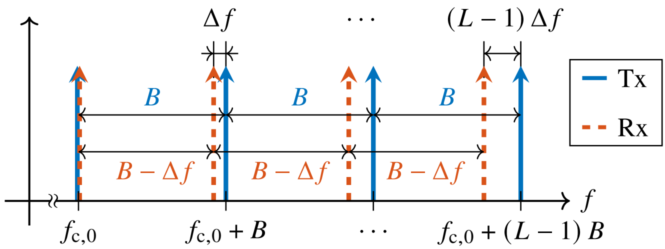


Abbildung 4.2: Sende- und Empfangsfrequenzkamm für $L = 4$ in Anlehnung an [8]. Im Empfangsfall ist der Abstand der Kammfrequenzen mit $B - \Delta f$ um einen Unterträgerabstand kleiner als im Sender.

Das resultierende Signal

$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} (\mathbf{X})_{n,m} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi n \Delta f\, t} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi \left(f_{\mathrm{c},0} + l \cdot B\right) t} \cdot \operatorname{rect}\left(\frac{t - mT_0}{T_0}\right), \quad (4.4)$$

dessen Spektrum in Abbildung 4.1b exemplarisch zu sehen ist, weist L direkt aneinander angrenzende Subbänder und somit eine Gesamtbandbreite von $B_{\mathrm{tot}} = L \cdot B$ auf.

4.2 Verarbeitung des Empfangssignals

Wie in Abschnitt 2.2 erläutert wurde, wird das abgestrahlte Signal an den Zielen reflektiert und auf seinem Weg vom Radarsensor zu den Objekten und wieder zurück zeitverzögert und gedämpft. Die Verzögerungsdauer für ein statisches Ziel wird dabei durch die Variable $\tau = 2R_0/c_0$ und die Dämpfung mit dem Faktor α angegeben. R_0 ist hierbei die Entfernung zwischen Radar und Zielobjekt zu Beginn der Messung.
Im Fall von bewegten Zielen ist τ während der Messdauer nicht mehr konstant, sondern verändert sich über der Zeit gemäß $\tau(t) = 2(R_0 - vt)/c_0$. Ohne Ein-

schränkung der Allgemeinheit kann das Empfangssignal für ein einzelnes Ziel folglich durch

$$r(t) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \alpha \cdot (\mathbf{X})_{n,m} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi n \Delta f\,(t-\tau(t))} \\ \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\left(f_{\mathrm{c},0}+l\cdot B\right)(t-\tau(t))} \cdot \operatorname{rect}\left(\frac{t-mT_0-\tau(t)}{T_0}\right) \tag{4.5}$$

beschrieben werden.

4.2.1 Demodulation

Ziel des Frequenzkamm-basierten Verfahrens ist, dass der Analog-Digital-Wandler im Empfänger trotz der hohen Signalbandbreite im Radarkanal ebenfalls mit einer Abtastrate von $f_{\mathrm{s}} = B$ betrieben werden kann. Aus diesem Grund wird das Empfangssignal (4.5) mit einem zweiten Frequenzkamm

$$s_{\mathrm{comb,Rx}}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\left(f_{\mathrm{c},0}+l\cdot(B-\Delta f)\right)t} \tag{4.6}$$

ins Basisband heruntergemischt, wobei der Abstand der Kammfrequenzen mit $B - \Delta f$ um einen Unterträgerabstand kleiner ausfällt als im Sendefall.
Wie der Vergleich der beiden Frequenzkämme in Abbildung 4.2 zeigt, nimmt die Differenz zwischen den jeweils zusammengehörenden Kammfrequenzen des Senders und Empfängers durch die verschieden großen Frequenzabstände mit steigendem Subbandindex l zu. Dies führt dazu, dass entsprechend Abbildung 4.1c ein gemeinsames Frequenzband der Bandbreite B entsteht, in dem alle Unterträger des breitbandigen Empfangssignals enthalten sind. Durch die Verschiebung der Unterträger der Subbänder $1, \ldots, L-1$ um Vielfache von Δf bleibt die Orthogonalität jedoch erhalten, weshalb trotz der verringerten Bandbreite die Informationen aller aktiven Unterträger des breitbandigen HF-Signals zurückgewonnen werden können.
Dadurch, dass mit jeder Kammfrequenz im Empfänger allerdings nicht nur das zugehörige Subband, sondern stets das komplette breitbandige Signal heruntergemischt wird, entsteht nach dem Mischen nicht nur das gewünschte Frequenzband, sondern ein sehr breites Spektrum, wie in Abbildung 4.1c zu erkennen

ist. Hieraus muss das eigentliche Frequenzband mithilfe eines oder mehrerer Tiefpassfilter entsprechend Abbildung 4.1d extrahiert werden, wobei auch eine Kombination aus analogen und digitalen Filtern einschließlich Überabtastung zum Einsatz kommen kann. Werden, wie in Abschnitt 3.1 beschrieben, beispielsweise einige der äußeren Unterträger frei gelassen, können die Anforderungen an den analogen Tiefpass verringert und die mit *Aliasing* behafteten, unbenutzten Unterträger anschließend einfach zu Null gesetzt werden. Zu beachten ist, dass in diesem Fall der Abstand der Kammfrequenzen an die effektive Bandbreite B_{eff} angepasst werden muss, die dann kleiner als die Abtastrate f_{s} ist.

Nach dem Heruntermischen und Tiefpassfiltern auf die Bandbreite B kann das zeitkontinuierliche Basisbandsignal durch

$$y(t) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \alpha \cdot (\mathbf{X})_{n,m} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi n\Delta f\,(t-\tau(t))} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\left(f_{\mathrm{c},0}+l\cdot B\right)\tau(t)} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi l\Delta f\,t} \cdot \operatorname{rect}\left(\frac{t-mT_0-\tau(t)}{T_0}\right) \tag{4.7}$$

beschrieben werden. Im nächsten Schritt wird $y(t)$ mit der Rate $f_{\text{s}} = 1/T_{\text{s}} = B$ abgetastet und das zyklische Präfix entfernt, wodurch

$$y(k+mN) \approx \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} \alpha \cdot (\mathbf{X})_{n,m} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi n\Delta f\,(kT_{\mathrm{s}}-\tau(m))} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\left(f_{\mathrm{c},0}+l\cdot B\right)\tau(m)} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi l\Delta f\,(kT_{\mathrm{s}}+mT)} \tag{4.8}$$

mit $k \in [0,\ldots,N-1]$ und $m \in [0,\ldots,M-1]$ entsteht. Die Aufspaltung in die beiden Laufvariablen k und m, wobei k innerhalb eines OFDM-Symbols und m auf der übergeordneten Symbolebene gültig sind, wurde gewählt, um die mathematische Beschreibung der folgenden Schritte zu vereinfachen. Hierdurch kann auch die Summation über m entfallen, die im Zeitbereich stets mit der Rechteckfunktion verknüpft war. Beim Übergang von (4.7) auf (4.8) wurde zudem die Vereinfachung $\tau(k,m) \approx \tau(m)$ durchgeführt, d. h. die Verzögerungszeit wird für die Dauer eines OFDM-Symbols als konstant angenommen.

Wie beim klassischen OFDM-Radar in Abschnitt 2.4.2 wird auch beim Frequenzkamm-basierten Verfahren eine DFT für die Transformation vom Zeit- in den

Frequenzbereich durchgeführt, wodurch sich die empfangenen Modulationssymbole in Matrixschreibweise als

$$(\mathbf{Y})_{n,m} = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}\left[\sum_{l=0}^{L-1}\sum_{n'=0}^{N-1}\alpha\cdot(\mathbf{X})_{n',m}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi n'\Delta f\,(kT_\mathrm{s}-\tau(m))}\right.$$
$$\left.\cdot\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\left(f_{\mathrm{c},0}+l\cdot B\right)\tau(m)}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi l\Delta f\,(kT_\mathrm{s}+mT)}\right]\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\frac{nk}{N}} \qquad (4.9)$$

angeben lassen. Hierbei wurde wie in (2.23) die Substitution $n \rightarrow n'$ vorgenommen, da n wieder als Laufindex der Unterträger bei den Empfangssymbolen $\mathbf{Y}$ verwendet werden soll.
Indem zunächst alle Terme mit einer Abhängigkeit von k zusammengefasst werden sowie unter Zuhilfenahme des Zusammenhangs $\Delta f\cdot T_\mathrm{s} = B/N\cdot 1/B = 1/N$ kann (4.9) im nächsten Schritt zu

$$(\mathbf{Y})_{n,m} = \alpha\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{c},0}\tau(m)}\cdot\frac{1}{N}\sum_{l=0}^{L-1}\sum_{n'=0}^{N-1}(\mathbf{X})_{n',m}\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi n'\Delta f\,\tau(m)}$$
$$\cdot\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi lB\tau(m)}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi l\Delta f\,mT}\cdot\left[\sum_{k=0}^{N-1}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\frac{(n'-(n-l))k}{N}}\right] \qquad (4.10)$$

umgeschrieben werden. Der Ausdruck in eckigen Klammern lässt sich anschließend mithilfe der Summenorthogonalität in (2.25) in eine Dirac-Funktion überführen, sodass (4.10) weiter vereinfacht werden kann zu

$$\begin{aligned}(\mathbf{Y})_{n,m} &= \alpha\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{c},0}\tau(m)}\cdot\frac{1}{N}\sum_{l=0}^{L-1}\sum_{n'=0}^{N-1}(\mathbf{X})_{n',m}\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi n'\Delta f\,\tau(m)}\\ &\quad\cdot\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi lB\tau(m)}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi l\Delta f\,mT}\cdot N\cdot\delta(n'-(n-l))\\ &= \alpha\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{c},0}\tau(m)}\sum_{l=0}^{L-1}(\mathbf{X})_{n-l,m}\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(n-l)\Delta f\,\tau(m)}\\ &\quad\cdot\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi lB\tau(m)}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi l\Delta f\,mT}.\end{aligned} \qquad (4.11)$$

Hierbei entspricht $(\mathbf{X})_{n-l,m}$ den Nutzdaten, die abhängig vom Subband um Vielfache des Unterträgerabstands $(l\cdot\Delta f)$ in Frequenzrichtung verschoben

sind. Ursache hierfür sind die unterschiedlichen Kammfrequenzen im Sender und Empfänger. Weiterhin beschreibt der Ausdruck $\exp(\mathrm{j}2\pi l \Delta f mT)$ eine Phasendrehung entlang der OFDM-Symbole, die sich durch die zuvor genannte Frequenzverschiebung zusätzlich einstellt. Zu guter Letzt ergibt sich durch die unterschiedlichen Kammfrequenzen im Sender, die einen Abstand von B aufweisen, der Term $\exp(-\mathrm{j}2\pi l B \tau(m))$, der einen kontinuierlichen Verlauf der Phase entlang der Unterträger über die Grenzen der L Subbänder hinweg sicherstellt.

4.2.2 Rekonstruktion des Signals im Radarkanal

Der empfangene OFDM-Rahmen $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ enthält die verschachtelten Unterträger aller L Subbänder, die aufgrund ihrer Orthogonalität jedoch sehr leicht voneinander getrennt werden können. Wie in Abbildung 4.3a angedeutet, werden hierzu alle Unterträger, die zum selben Subband l gehören, in eine separate Matrix

$$\begin{aligned}\left(\mathbf{Y}^{l}\right)_{n,m} = {} & \alpha \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{c},0}\tau(m)} \cdot (\mathbf{X})_{n-l,m} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(n-l)\Delta f\,\tau(m)} \\ & \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi l B \tau(m)} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi l \Delta f\,mT}\end{aligned} \tag{4.12}$$

mit $l = 0, 1, \ldots, L-1$ geschrieben. Im nächsten Schritt werden die *a priori* bekannten Frequenzverschiebungen um $l \cdot \Delta f$, wie in Abbildung 4.3b schematisch dargestellt, für jedes Subband individuell korrigiert. Hierzu werden die Unterträger zunächst in $\mathbf{Y}^{l}$ um l Zeilen entlang der Frequenzachse nach unten verschoben, was sich mathematisch über die Indexverschiebung $n \longrightarrow n + l$ ausdrücken lässt. Im zweiten Schritt wird die Matrix entlang der Zeitachse mit einer linear abnehmenden Phasendrehung beaufschlagt, die den letzten Term in (4.12) kompensiert und zu

$$\begin{aligned}\left(\tilde{\mathbf{Y}}^{l}\right)_{n,m} &= \left(\mathbf{Y}^{l}\right)_{n+l,m} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi l \Delta f\,mT} \\ &= \alpha \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{c},0}\tau(m)} \cdot (\mathbf{X})_{n,m} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(n\Delta f + lB)\tau(m)}\end{aligned} \tag{4.13}$$

führt.

Theoretisch wäre die Kompensation der Frequenzverschiebungen auch im Zeitbereich möglich, allerdings erst nachdem die Unterträger den jeweiligen Sub-

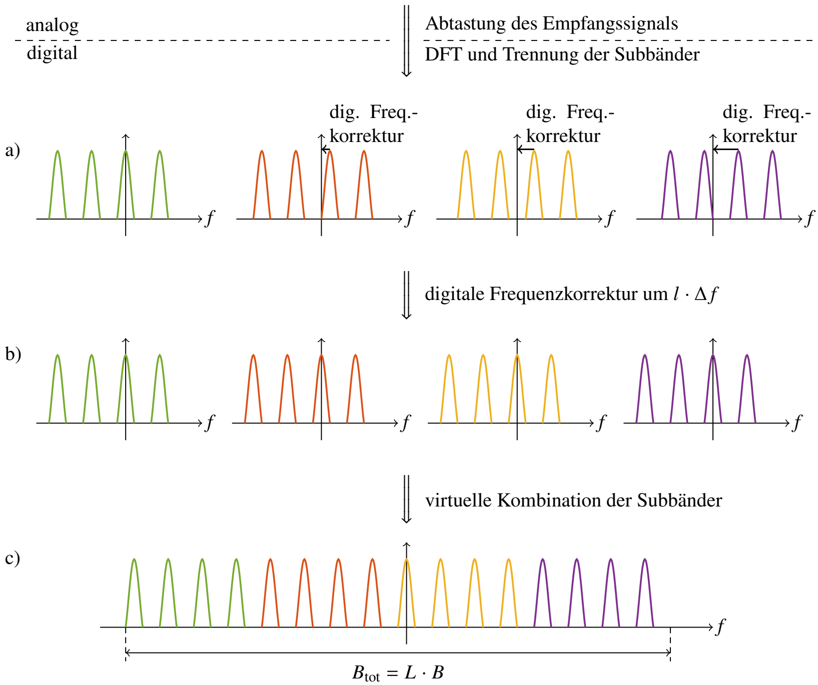


Abbildung 4.3: Signalverarbeitungsschema mit $N = 16$ und $L = 4$: (a) Separierte Unterspektren $\mathbf{Y}^l$ nach der Analog-Digital-Wandlung, wobei die Unterträger der Bänder $l = 1, \ldots, L-1$ aufgrund der unterschiedlichen Frequenzkämme in Sender und Empfänger noch eine Frequenzverschiebung aufweisen, (b) Spektren der L Subbänder $\tilde{\mathbf{Y}}^l$ nach der digitalen Frequenzkorrektur um $l \cdot \Delta f$, wobei l der Index des jeweiligen Subbands ist, (c) Zusammengefügtes und kalibriertes Spektrum $\tilde{\mathbf{Y}}^{\text{tot}}$ nach den ersten Signalverarbeitungsschritten (Abbildung in Anlehnung an [8])

bändern zugeordnet wurden. Da diese Separation jedoch nur im Frequenzbereich möglich ist, wäre eine zusätzliche Transformation des OFDM-Signals in den Zeitbereich und wieder zurück notwendig, was mit einem gewissen Prozessierungsaufwand verbunden wäre.
Nach der Frequenzkorrektur können die Unterträger bzw. Matrizen der einzelnen Subbänder schließlich, wie in Abbildung 4.3c gezeigt, virtuell zu dem breitbandigen Spektrum

$$\left(\tilde{\mathbf{Y}}^{\text{tot}}\right)_{n,m} = \alpha \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{c},0}\tau(m)} \cdot (\mathbf{X})_{n \bmod N,m} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi n\Delta f\,\tau(m)} \tag{4.14}$$

mit $n \in [0, 1, \ldots, NL-1]$ zusammengesetzt werden. Dieses Spektrum der Bandbreite $B_{\text{tot}} = L \cdot B$ enthält letztlich alle relevanten Informationen des breitbandigen Empfangssignals, weshalb eine Entfernungsauflösung erreicht werden kann, die dieser großen Signalbandbreite entspricht. Die Mittenfrequenz des rekonstruierten HF-Spektrums beträgt dabei $f_{\mathrm{c}} = f_{\mathrm{c},0} + (L-1)/2 \cdot B$.
Für die folgende Parameterschätzung ist wichtig, dass alle aktiv genutzten Unterträger im virtuell zusammengesetzten Spektrum einen äquidistanten Abstand zueinander aufweisen. Dies gilt insbesondere auch an den Übergangsbereichen der einzelnen Subbänder. Der einfachste Weg, um dies zu erreichen, besteht darin, die Unterträgerzahl N als ein ganzzahliges Vielfaches der Subbandanzahl L zu wählen, d. h. $N/L \in \mathbb{N}$.

4.3 Parameterschätzung

Die weitere Signalverarbeitung und insbesondere die Parameterschätzung verlaufen äquivalent zu den in Abschnitt 2.4 beschriebenen Schritten. Zu Beginn müssen dabei die Nutzdaten $\mathbf{X}$ mithilfe einer elementweisen Division entfernt werden,

$$\left(\mathbf{D}^{\text{tot}}\right)_{n,m} = \begin{cases} \frac{\left(\tilde{\mathbf{Y}}^{\text{tot}}\right)_{n,m}}{(\mathbf{X})_{n \bmod N,m}} & \text{für } n \bmod L = 0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \tag{4.15}$$

mit

$$\frac{\left(\tilde{\mathbf{Y}}^{\text{tot}}\right)_{n,m}}{(\mathbf{X})_{n \bmod N,m}} \approx \alpha \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{c},0}\frac{2R_0}{c_0}} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{D}} mT} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi n\Delta f\,\frac{2R_0}{c_0}}, \tag{4.16}$$

sodass nur noch die Informationen des eigentlichen Radarkanals verbleiben. Bei der in (4.16) angegebenen Approximation wurde die Annahme ausgenutzt, dass die Trägerfrequenz f_c deutlich größer als die Bandbreite B ist und folglich bei bewegten Zielen die Dopplerverschiebung $f_D = 2f_c v/c_0$ als nahezu konstant über die gesamte Bandbreite hinweg angesehen werden kann.

Entfernungsschätzung

Im Anschluss daran kann die Zielentfernung mithilfe der IDFT

$$\left(\mathbf{R}^{\text{tot}}\right)_{\eta,m} = \frac{1}{NL} \sum_{n=0}^{NL-1} \left(\mathbf{D}^{\text{tot}}\right)_{n,m} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi \frac{n\eta}{NL}} = \frac{1}{NL} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\mathbf{D}^{\text{tot}}\right)_{n\cdot L,m} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi \frac{n\eta}{N}} \quad (4.17)$$

entlang der Unterträger geschätzt werden, wobei sich ein Maximum bei

$$\hat{\eta} = \Delta f \cdot \frac{2R_0}{c_0} \cdot N \cdot L = \frac{R_0}{\frac{c_0}{2B_{\text{tot}}}} \quad (4.18)$$

einstellt. Sofern dieses nicht auf einen IDFT-Bin fällt, weist stattdessen die am nächsten liegende Entfernungszelle ein lokales Maximum im Radarbild auf. Die Vereinfachung in (4.17) kann hierbei durchgeführt werden, da in $\mathbf{D}^{\text{tot}}$ nur jede L-te Zeile bzw. jeder L-te Unterträger mit Daten belegt ist.

Geschwindigkeitsschätzung

Im zweiten Schritt wird die Geschwindigkeit mithilfe der DFT

$$\left(\mathbf{V}^{\text{tot}}\right)_{\eta,\mu} = \sum_{m=0}^{M-1} \left(\mathbf{R}^{\text{tot}}\right)_{\eta,m} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi \frac{m\mu}{M}} \quad (4.19)$$

entlang der M OFDM-Symbole bestimmt. Hierbei zeigt sich in Abhängigkeit der Zielgeschwindigkeit v ein Maximum bei

$$\hat{\mu} = f_D \cdot T \cdot M = \frac{2v f_c T_{\text{obs}}}{c_0}, \quad (4.20)$$

das ebenfalls nicht notwendigerweise mit einem DFT-Bin zusammenfällt. Prinzipiell kann die Reihenfolge der Entfernungs- und Geschwindigkeitsschätzung auch vertauscht werden. Dies ist insbesondere bei Echtzeitanwendungen jedoch nicht sinnvoll, da die OFDM-Symbole sequenziell beim Empfänger eintreffen und die IDFT der Entfernungsschätzung direkt auf die empfangenen Symbole angewandt werden kann, während für die DFT der Geschwindigkeitsschätzung erst der komplette OFDM-Rahmen vorliegen muss.

4.4 Limitierungen des Frequenzkamm-basierten Verfahrens

Auch das Frequenzkamm-basierte Verfahren unterliegt gewissen Limitierungen, die sich in machen Punkten von denen des klassischen OFDM-Radars in Abschnitt 2.6 unterscheiden.

4.4.1 Auflösungen und Eindeutigkeitsbereiche

Entfernungsauflösung

Wie bei dem Verfahren beabsichtigt, kann durch die vergrößerte Signalbandbreite B_{tot} eine um den Faktor L verbesserte Entfernungsauflösung

$$\Delta R_{\mathrm{tot}} = \frac{c_0}{2B_{\mathrm{tot}}} = \frac{c_0}{2LB} = \frac{\Delta R}{L} \tag{4.21}$$

gegenüber einem klassischen OFDM-Radar mit derselben Abtastrate $f_{\mathrm{s}} = B$ sowie der Entfernungsauflösung ΔR erreicht werden. Dies lässt sich gut in Abbildung 4.4 beim Vergleich der Entfernungsspektren der einzelnen Subbänder mit dem Spektrum nach deren Kombination für ein Szenario mit drei Zielen erkennen. Ohne die Erhöhung der Bandbreite von $B = 100\,\mathrm{MHz}$ auf $B_{\mathrm{tot}} = 400\,\mathrm{MHz}$ mithilfe des Frequenzkamm-basierten Verfahrens ließen sich insbesondere die beiden Ziele in 2,75 m und 4,75 m Entfernung nicht trennen, sondern würden als ein einzelnes ausgedehntes Ziel wahrgenommen werden. Die Parametrisierung ($N = 512$, $N_{\mathrm{cp}} = N/4$, $M = 512$) in der zu Grunde liegenden Simulation ist identisch zu derjenigen bei den Messungen in Kapitel 7.

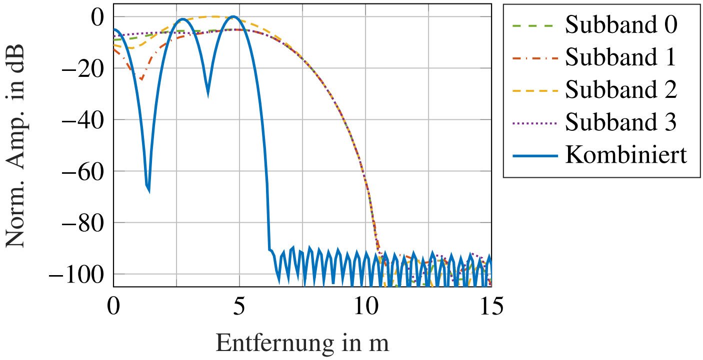


Abbildung 4.4: Entfernungsspektren der einzelnen Subbänder sowie nach deren Kombination für ein simuliertes Szenario mit drei statischen Zielen bei $R = \{0\,\text{m}, 2{,}75\,\text{m}, 4{,}75\,\text{m}\}$. Die Bandbreite jedes der $L = 4$ Subbänder beträgt $B = 100\,\text{MHz}$, wodurch sich bei Einzelauswertung eine Entfernungsauflösung von $\Delta R = 1{,}5\,\text{m}$ sowie nach Kombination aller Subbänder von $\Delta R_{\text{tot}} = 37{,}5\,\text{cm}$ ergibt.

Mathematisch lässt sich die verbesserte Entfernungsauflösung insbesondere aus (4.18) leicht ableiten.

Maximale eindeutig messbare Entfernung

Beim Betrachten des Eindeutigkeitsbereichs in Entfernungsrichtung lässt sich derselbe Effekt wie beim *Subcarrier Interleaving* für MIMO beobachten. Hierbei bewirken die frei gelassenen Unterträger, dass sich das Ergebnis der IDFT in (4.17) mit einer Periodizität von N wiederholt. Folglich kann die maximale eindeutig messbare Entfernung zu

$$R_{\text{ua,tot}} = N \cdot \Delta R_{\text{tot}} = \frac{N c_0}{2LB} = \frac{N}{L} \cdot \Delta R \tag{4.22}$$

bestimmt werden. Die periodische Wiederholung des Entfernungsspektrum ist dabei in (4.17) sehr gut anhand der durchgeführten Vereinfachung sichtbar.
Im Vergleich dazu erreicht ein klassisches OFDM-Radar der Bandbreite B, bei dem alle N Unterträger belegt sind, einen Eindeutigkeitsbereich von

$R_{ua} = N \cdot \Delta R$. Dieser ist somit um den Faktor L größer als beim Frequenzkamm-basierten Verfahren.

Geschwindigkeitsauflösung

Wie bei allen Radaren ist die Doppler- und damit die Geschwindigkeitsauflösung einzig von der Messdauer T_{obs} sowie der Trägerfrequenz f_c abhängig. Unter Verwendung des Zusammenhangs $T_{obs} = M \cdot (T_0 + T_{cp})$ kann die Auflösung in Geschwindigkeitsrichtung als

$$\Delta v_{tot} = \frac{c_0}{2 f_c T_{obs}} = \frac{c_0}{2 f_c M (T_0 + T_{cp})} \tag{4.23}$$

angegeben werden.

Maximale eindeutig messbare Geschwindigkeit

Als einer der Vorteile des Verfahrens wurde eingangs erwähnt, dass die maximale eindeutig schätzbare Geschwindigkeit gegenüber dem klassischen OFDM-Radar nicht verringert wird und daher sehr hoch ausfallen kann. Dies ist darauf zurückzuführen, dass in allen Subbändern kontinuierlich Nutzdaten gesendet werden und sich somit für die Dopplerfrequenz eine Abtastdauer von $T = T_0 + T_{cp}$ einstellt. Hieraus kann mithilfe des Abtasttheorems die maximale eindeutig schätzbare Geschwindigkeit zu

$$v_{ua,tot} = \pm \frac{c_0}{4 f_c (T_0 + T_{cp})} = \pm \frac{M c_0}{4 f_c T_{obs}} = \pm \frac{M}{2} \Delta v \tag{4.24}$$

bestimmt werden. Das Intervall des Eindeutigkeitsbereichs ist dabei so gewählt, das sowohl positive als auch negative Geschwindigkeiten berücksichtigt sind.

4.4.2 Maximale Messbereiche

Maximaler Entfernungsmessbereich

Die maximal zulässige Entfernung

$$R_{\text{max,tot}} = N_{\text{cp}} \cdot \frac{c_0}{2B} \tag{4.25}$$

wird durch die Länge des zyklischen Präfixes bestimmt, da durch weiter entfernt liegende Ziele ISI auftritt, die zu einer Abnahme des SNRs führt. Beim *Frequency-Comb-OFDM-Radar*-Verfahren ist jedoch ohnehin der Eindeutigkeitsbereich in Entfernungsrichtung eingeschränkt, weshalb eine Angleichung von $R_{\text{max,tot}}$ an $R_{\text{ua,tot}}$ sinnvoll sein kann. Um zu erreichen, dass die beiden Limitierungen gleich groß sind, muss $N_{\text{cp}} = N/L$ gewählt werden.

Maximaler Geschwindigkeitsmessbereich

Die maximal zulässige Geschwindigkeit

$$v_{\text{max,tot}} = \pm \frac{c_0 B}{20 f_{\text{c}} N}, \tag{4.26}$$

die ohne ICI-Kompensation dadurch vorgegeben ist, dass die maximale Dopplerverschiebung nicht größer als 10 % des Unterträgerabstands ausfallen soll, wird durch das vorgeschlagene Verfahren nicht beeinflusst. Zwar beträgt im breitbandigen Sende- und Empfangssignal der Abstand der aktiv genutzten Unterträger $L \cdot \Delta f$, nach dem Heruntermischen in das gemeinsame Frequenzband der Bandbreite B liegen die Unterträger jedoch wieder im Abstand von Δf vor.

4.4.3 Signal-zu-Rauschverhältnis

Die Verluste im Signalpfad – und damit indirekt auch das Signal-zu-Rauschverhältnis – hängen stark von der konkreten Implementierung des Mischvorgangs mit den Frequenzkämmen ab, wie unter anderem bei den in Abschnitt 7.3.3 gezeigten Messergebnissen sichtbar werden wird. Aus diesem Grund stellt die folgende Herleitung einen Maximalwert dar, der unter der Annahme idealer

Mischer und Verstärker bestenfalls erreicht werden kann.
Da im Lauf der Signalverarbeitung ein Prozessierungsgewinn anfällt, ist primär das Signal-zu-Rauschverhältnisses des finalen Radarbilds am Ende der Signalverarbeitungskette von Bedeutung. Beim Frequenzkamm-basierten OFDM-Radar-Verfahren ergibt sich diesbezüglich durch die IDFT und DFT der Entfernungs- bzw. Geschwindigkeitsschätzung ein Prozessierungsgewinn von

$$G_{\mathrm{P,tot}} = \frac{N}{L} \cdot L \cdot M = N \cdot M. \tag{4.27}$$

Dieser setzt sich aus dem Produkt der Unterträger pro Subband N/L, der Anzahl an Subbändern L sowie der Anzahl an OFDM-Symbolen M während der Messdauer zusammen. $N/L \cdot L = N$ entspricht dabei den aktiv genutzten Unterträgern des breitbandigen Signals im Radarkanal bzw. nach dessen virtueller Rekonstruktion während der Signalverarbeitung.
Im nächsten Schritt lässt sich die empfangene Leistung

$$P_{\mathrm{Rx,tot}} = \frac{P_{\mathrm{Tx,tot}} G_{\mathrm{Tx}} G_{\mathrm{Rx}} \lambda_{\mathrm{c}}^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \tag{4.28}$$

für ein einzelnes Ziel mit dem Radarrückstreuquerschnitt σ über die Radargleichung in (2.18) berechnen. Nach der Empfangsantenne folgt dann in der Regel ein rauscharmer Verstärker mit hohem Gewinn (LNA), der durch diese Eigenschaften maßgeblich die kaskadierte Rauschzahl F des gesamten Empfängers beeinflusst bzw. festlegt. Beim anschließenden Heruntermischen ins Basisband durch den Empfangsfrequenzkamm entsteht das in Abbildung 4.1c gezeigte breitbandige Spektrum. Obwohl hiervon nur ein kleiner Ausschnitt der Bandbreite B herausgefiltert und somit die Energie der übrigen Frequenzanteile verloren geht, verschlechtert sich das SNR durch diesen Vorgang nicht. Dies ist letztlich darauf zurückzuführen, dass der herausgefilterte Anteil von $(L-1)/L$ der im Basisband vorliegenden Leistung erst durch die Verwendung von L Kammfrequenzen statt einem einzelnen Lokaloszillator entstanden ist. Folglich verringert sich zwar das Signal-zu-Rauschverhältnis nicht, dafür jedoch die Leistungsbilanz des Empfängers, da ein Teil der durch den Frequenzkamm eingebrachten Leistung wieder herausgefiltert wird.
Gleichzeitig mit dem Ineinanderschieben der aktiv genutzten Unterträger der L Subbänder wird auch das Rauschen der jeweils $L-1$ inaktiven Unterträger in den Zwischenbereichen in das gemeinsame Frequenzband der Bandbreite B ge-

schoben, wie Abbildung 4.5 exemplarisch veranschaulicht. Hierdurch liegt bei jedem der N ausgewerteten Unterträger nicht nur das thermische Rauschen des zugehörigen Subbands vor, sondern auch noch das der übrigen $L - 1$ Subbänder. Dies führt zu einer Verstärkung der Rauschleistung um den Faktor L, wenn davon ausgegangen werden kann, dass das thermische Rauschen der Subbänder untereinander unkorreliert ist und die gleiche Leistung aufweist. Zusammen mit der abgetasteten Bandbreite B, der Temperatur T_t und der Rauschzahl F des Gesamtsystems kann die Rauschleistung am Empfängereingang folglich durch

$$P_N = kT_tFB \cdot L \tag{4.29}$$

angegeben werden. Hieraus lässt sich schließlich das SNR im Entfernungs-Geschwindigkeitsdiagramm zu

$$\begin{aligned} SNR_{out,tot} &= \frac{P_{Rx,tot} \cdot G_{P,tot}}{P_N} = \frac{P_{Tx,tot} G_{Tx} G_{Rx} \lambda_c^2 \sigma \cdot NM}{(4\pi)^3 R^4 kT_tFB \cdot L} \\ &= \frac{P_{Tx,tot} G_{Tx} G_{Rx} \lambda_c^2 \sigma \cdot NM}{(4\pi)^3 R^4 kT_tFB_{tot}} \end{aligned} \tag{4.30}$$

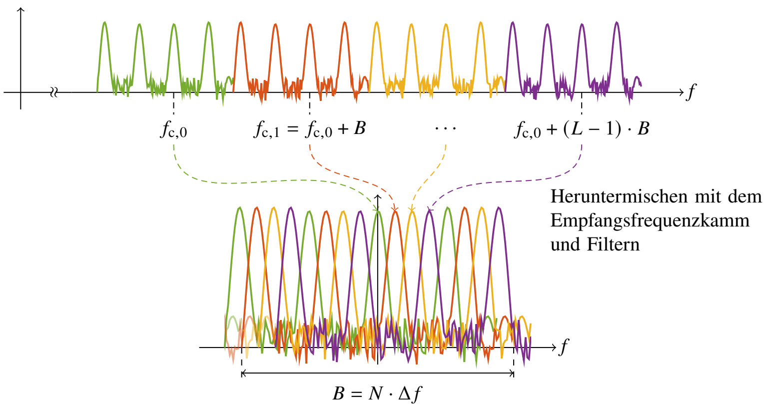


Abbildung 4.5: Rauschverstärkung nach dem Heruntermischen ins gemeinsame Frequenzband der Bandbreite B durch Überlagerung des Rauschens aus den ungenutzten Unterträgern des HF-Spektrums

berechnen. Im Vergleich zu einem konventionellen OFDM-Radar mit derselben Signalbandbreite $B_{\mathrm{tot}} = L \cdot B$ im Radarkanal, bei dem aber alle $N \cdot L$ möglichen Unterträger belegt sind, fällt das SNR folglich um den Faktor L geringer aus. Dies ist letztlich darauf zurückzuführen, dass beim Frequenzkamm-basierten Verfahren nur ein L-tel der Unterträger aktiv genutzt werden kann, weshalb der Prozessierungsgewinn ebenfalls verringert ist. Andererseits benötigt das neue Verfahren dafür gegenüber dem konventionellen Ansatz nur eine um den Faktor L geringere Abtastrate, was sowohl die Kosten der DA- und AD-Wandler senkt als auch eine geringere Datenrate im Empfänger verursacht.
Darüber hinaus muss noch festgehalten werden, dass das in (4.30) berechnete SNR ein Optimum darstellt, das in der Praxis unter anderem noch durch die Verwendung von Fensterfunktionen (siehe Abschnitt 2.4.6) verringert werden kann.

4.4.4 Einfluss von Phasenfehlern

Bei den bisherigen Betrachtungen wurde stets davon ausgegangen, dass eine ideale Hardware sowie perfekt synchronisierte und abgeglichene Signalquellen vorliegen. Für einen realen Aufbau ist dies jedoch nicht gegeben, weshalb im Folgenden exemplarisch betrachtet werden soll, welche Auswirkungen Phasen- und Amplitudenabweichungen zwischen den Subbändern haben. Als Gütekriterium wird hierbei das *Peak-to-Sidelobe Ratio* (PSLR) herangezogen, das das Verhältnis zwischen dem höchsten Zielmaximum und dem stärksten Nebenmaximum, das kein tatsächliches Ziel darstellt, angibt. Um die Betrachtung nicht durch Nebenmaxima aufgrund der Fensterung zu verfälschen, wurde ein Dolph-Tschebyscheff-Fenster mit einer Nebenkeulenunterdrückung von 100 dB gewählt. Außerdem wurde ein *Zero Padding* um den Faktor $ZP = 4$ sowohl für die Entfernungs- als auch die Geschwindigkeitsschätzung durchgeführt, um die Höhe der Nebenmaxima möglichst gut zu erfassen.
Phasenabweichungen zwischen den Subbändern können durch eine Vielzahl an Effekten verursacht werden und machen sich in den vorverarbeiteten Empfangssymbolen

$$\left(\tilde{\mathbf{Y}}^{l}\right)_{n,m} = \alpha \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{c},0}\tau(m)} \cdot (\mathbf{X})_{n,m} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(n\Delta f + lB)\tau(m)} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\Delta\vartheta_l} \tag{4.31}$$

durch den zusätzlichen Term $\exp(\mathrm{j}\Delta\vartheta_l)$ bemerkbar, der zu Phasensprüngen am Übergang der Subbänder führt. Bei den Phasenabweichungen muss jedoch unterschieden werden, ob diese mithilfe einer Kalibration einfach korrigiert werden können oder nicht. Hierbei ist insbesondere die Kammerzeugung von entscheidender Rolle, denn gesetzt den Fall, dass die Kammfrequenzen einzeln durch separate Signalquellen erzeugt werden, können diese selbst bei einer korrekten Frequenzsynchronisation bei jedem Neustart zufällige Startphasen aufweisen. In diesem Fall müsste jedes Mal eine neue Kalibration durchgeführt werden, da die gemessenen Phasenbeziehungen nach jedem Ausschalten der Messhardware ihre Gültigkeit verlieren. Ein anderes Verhalten liegt hingegen vor, wenn die Frequenzkämme im Sender und Empfänger aus je einer einzelnen Signalquelle generiert werden. Auch hierbei kann die Startphase zwar prinzipiell beliebig sein, allerdings bleibt die relative Phasenbeziehung zwischen den Kammfrequenzen und damit zwischen den Subbändern stets konstant. Darüber hinaus können auch noch Leitungs- und Kabellängen zu Phasenverschiebungen führen, die allerdings wie beim zuvor beschriebenen Beispiel konstant sind und daher mithilfe einer einmal durchgeführten Kalibration ausgeglichen werden können.
Weshalb eine solche Kalibration von essenzieller Wichtigkeit ist, verdeutlicht das Diagramm in Abbildung 4.6, das das PSLR in Abhängigkeit des maximalen Phasenfehlers $\Delta\vartheta$ wiedergibt. Zur Generierung der Grafik wurden Monte-Carlo-Simulationen mit insgesamt 3,6 Millionen Durchläufen durchgeführt, bei denen den Subbändern zufällig Phasenfehler im auf der Abszissenachse angegebenen Intervall $[-\Delta\vartheta, +\Delta\vartheta]$ hinzugefügt wurden. Bei allen $L = 4$ Subbändern konnten dabei unterschiedliche Phasenabweichungen innerhalb des Toleranzbereichs auftreten.
Für den Fall, dass die an den Übergängen entstehenden Phasensprünge sehr gering ausfallen, was durch den Zufallsprozess innerhalb des jeweiligen Intervalls möglich ist, kann das für diese Konstellation berechnete PSLR auch deutlich besser, d. h. niedriger sein als der eingezeichnete Mittelwert. Aus diesem Grund ist zusätzlich das 90 %-Konfidenzintervall angegeben, in dem 90 % aller resultierenden PSLR-Werte vorzufinden waren. Für sehr selten auftretende Phasenkonstellationen konnten folglich auch noch bessere oder schlechtere Verhältnisse auftreten, wobei eine Erhöhung des Prozentwertes tendenziell eher eine Ausdehnung des Konfidenzintervalls hin zu negativeren und damit besseren PSLR-Werten aufwies.
Da aus der Grafik auch gut erkennbar ist, dass sich das PSLR mit ansteigendem Phasenfehler deutlich verschlechtert und insbesondere im vorderen Bereich

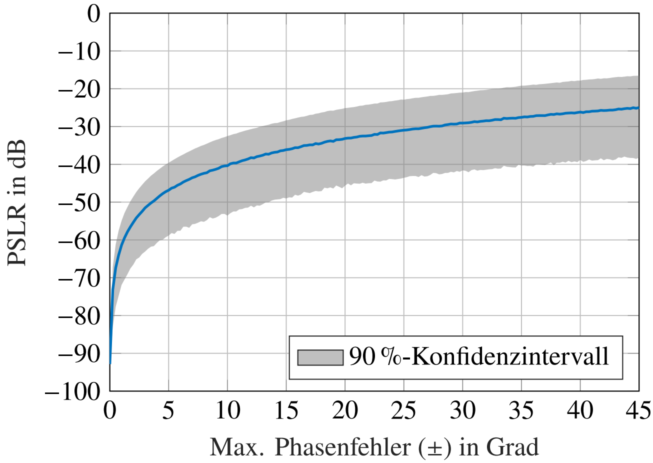


Abbildung 4.6: Einfluss der Phasenstabilität zwischen den Kammfrequenzen innerhalb des Sende- und Empfangskamms auf das *Peak-to-Sidelobe Ratio* im Radarbild ($N = 512$, $L = 4$) (Abbildung in Anlehnung an [8])

der Abszisse ein starker Anstieg zu verzeichnen ist, sollte mit einer Kalibration sichergestellt werden, dass die danach verbleibenden Phasenabweichungen möglichst deutlich unter ±5° liegen.

4.4.5 Einfluss von Amplitudenfehlern

Parallel zu den Phasenfehlern können auch noch Amplitudenabweichungen zwischen den Subbändern auftreten, was in den vorverarbeiteten Empfangssymbolen

$$\left(\tilde{\mathbf{Y}}^l\right)_{n,m} = \epsilon_l \cdot \alpha \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{c},0}\tau(m)} \cdot (\mathbf{X})_{n,m} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(n\Delta f + lB)\tau(m)} \tag{4.32}$$

durch den zusätzlichen Faktor ϵ_l ausgedrückt werden kann. Eine Ursache hierfür können beispielsweise Kammfrequenzen mit unterschiedlich großen Leistungen sein, die dazu führen, dass nach dem Mischen die Leistungen der Subbänder variieren. Alternativ können auch frequenzabhängige Übertragungsfunktionen der eingesetzten Hardware, beispielsweise der Mischer und Verstärker, zu einem

Amplitudenverlauf entlang der Subbänder führen. Im Gegensatz zur vorherigen Ursache tritt hierbei in der Regel jedoch kein dedizierter Amplitudensprung an den Übergängen der Subbänder auf.
Da sich bei den Verifikationsmessungen gezeigt hat, dass die Amplitudenunterschiede zwischen den Subbändern aufgrund von Kammfrequenzen mit unterschiedlich großen Leistungen deutlich überwiegen, wird der Fokus im Folgenden auf diese Ursache und die damit einhergehenden Effekte gelegt. Abbildung 4.7 zeigt diesbezüglich die Auswirkungen auf das PSLR in Abhängigkeit der maximalen Amplitudenfehler. Diese liegen innerhalb des jeweiligen Intervalls $\left[-10\log_{10}(\epsilon), +10\log_{10}(\epsilon)\right]$, aus dem während insgesamt 3,6 Millionen Monte-Carlo-Simulationen entsprechende Zufallswerte entnommen wurden. In Folge dessen ergibt sich auch das 90 %-Konfidenzintervall, da je nach Konstellation der Amplitudenabweichungen innerhalb des jeweils vorgegebenen Intervalls bessere oder schlechtere PSLR-Werte resultieren können. Auch in diesem Fall sollte wieder mithilfe einer Kalibration versucht werden, die Abweichungen deutlich zu reduzieren, da bereits kleine Fehler zu einem deutlichen Anstieg der Nebenmaxima führen. Als Zielwert kann hierbei bei-

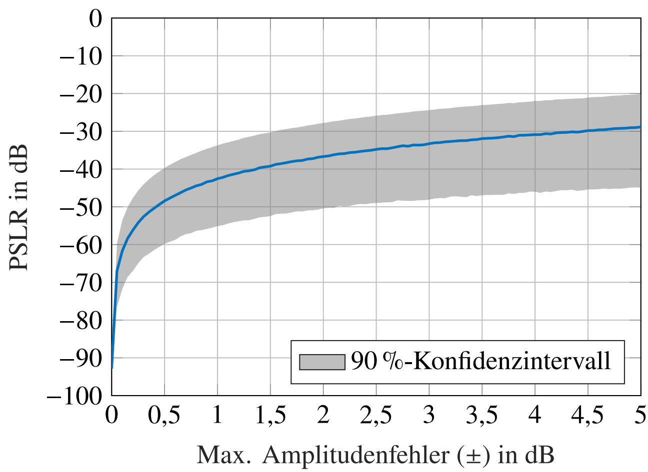


Abbildung 4.7: Einfluss von Amplitudenabweichungen zwischen den Subbändern auf das *Peak-to-Sidelobe Ratio* im Radarbild ($N = 512$, $L = 4$)

spielsweise eine maximale Amplitudenabweichungen zwischen den Subbändern von ±0,5 dB nach der Kalibration angesehen werden.

4.4.6 Effekte bei sehr hohen Geschwindigkeiten

Wie in Abschnitt 4.4.1 dargelegt wurde, lassen sich mit dem Frequenzkamm-basierten Verfahren aufgrund der kurzen Periodendauern in jedem Subband sehr hohe radiale Geschwindigkeiten schätzen. Allerdings muss beachtet werden, dass damit einhergehend auch hohe Dopplerverschiebungen auftreten, die zu einem Verlust der Orthogonalität der Unterträger führen, wie Abbildung 4.8 anschaulich zeigt. Die auftretende ICI ist dabei gut am Auswertepunkt bei $f/\Delta f = 0$ erkennbar, da die benachbarten Unterträger dort keinen Nulldurchgang mehr aufweisen und somit den eigentlichen Träger stören. Gleichzeitig ist dessen Amplitude leicht gegenüber dem Maximalwert verringert. Als diesbezügliche Grenze für die maximal tolerierbare Dopplerfrequenz wurden in Abschnitt 2.6.3 10 % des Unterträgerabstands angegeben.
Beim klassischen OFDM-Radar werden die Auswirkungen der ICI in der Regel durch den Prozessierungsgewinn verringert, sofern die Unterträger zufällige,

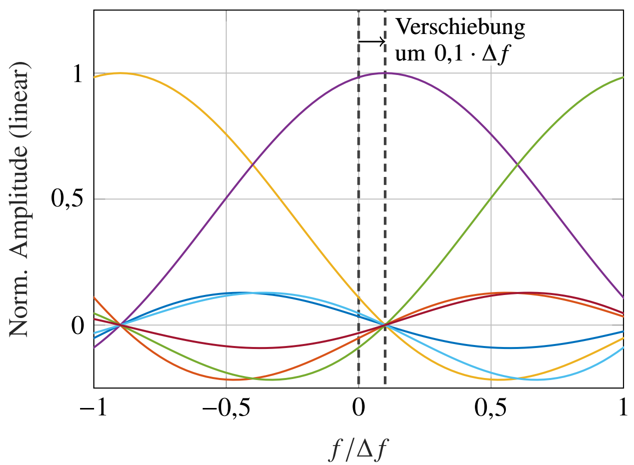


Abbildung 4.8: ICI durch Verschieben der Unterträger um $f_D = 0,1 \cdot \Delta f$. Die unterschiedlichen Farben kennzeichnen eine Auswahl benachbarter Unterträger.

pseudozufällige oder unkorrelierte Modulationssymbole tragen. Dieser Effekt ist letztlich auf die Division durch die gesendeten Nutzdaten zurückzuführen, da diese nur bei den ursprünglichen Unterträgern korrekt entfernt werden. Bei dem Anteil, der durch den Doppler in benachbarte Unterträger verschoben wurde, verbleiben nach der elementweisen Division zufällige Phasendrehungen, die sich in den folgenden diskreten Fourier-Transformationen nicht konstruktiv aufsummieren.

Beim Frequenzkamm-basierten Verfahren liegen nach dem Heruntermischen der Subbänder in ein gemeinsames Frequenzband jedoch nicht mehr in allen Fällen benachbarte Unterträger mit unkorrelierten Daten vor. Durch das Auffüllen der im Sender geschaffenen Lücken im OFDM-Spektrum weisen immer Blöcke aus L aneinander angrenzenden Unterträgern dieselben Modulationssymbole auf, da auch die Unterträgerbelegung aller L Subbänder identisch ist. Dies hat zur Folge, dass die ICI innerhalb eines solchen Blocks nicht mehr durch den Prozessierungsgewinn unterdrückt werden kann. Der Grund hierfür ist, dass auch beim Eintrag der $L-1$ Nachbarunterträger die Nutzinformationen vollständig entfernt werden und daher bei den folgenden DFTs eine konstruktive Summation auftritt.

Innerhalb eines der beschriebenen Blöcke weist die ICI entlang der Zeitachse jedoch nicht nur eine linear ansteigende Phasendrehung aufgrund der Dopplerverschiebung auf, sondern zusätzlich auch noch durch den Abstand der interferierenden Unterträger um $x \cdot \Delta f$ mit $x \in \{-(L-1), -(L-2), \ldots, L-1\}$. x ist hierbei davon abhängig, welcher der Unterträger innerhalb des Blocks betrachtet wird – für die Unterträger des ersten Subbands gilt beispielsweise $x = \{0, 1, \ldots, L-1\}$. Hierdurch ergibt sich im Radarbild nicht nur bei der Geschwindigkeit v eines bewegten Ziels ein Maximum, sondern ebenfalls noch bei

$$\tilde{v} = v + x \cdot \frac{\Delta f c_0}{2 f_\mathrm{c}} \tag{4.33}$$

mit $x = \{-(L-1), -(L-2), \ldots, L-1\}$ für den Fall der gemeinsam ausgewerteten Subbänder. Da gleichzeitig jedoch der Eindeutigkeitsbereich auf $\left[-v_\mathrm{ua,tot}, v_\mathrm{ua,tot}\right]$ beschränkt ist, kann die Geschwindigkeit, bei der die erwähnten lokalen Maxima im Radarbild erscheinen, als

$$\hat{\tilde{v}} = v + x \cdot \frac{\Delta f c_0}{2 f_\mathrm{c}} - y \cdot 2 \cdot v_\mathrm{ua,tot} \tag{4.34}$$

angegeben werden. $y \in \mathbb{Z}$ muss dabei so gewählt werden, dass die Bedingung $\hat{\hat{v}} \in \left[-v_{\text{ua,tot}}, v_{\text{ua,tot}}\right]$ sichergestellt ist.
Mithilfe der Zusammenhänge $\Delta f = B/N$ und $v_{\text{ua,tot}} = (c_0 B)/(4 f_c (N + N_{\text{cp}}))$ lässt sich (4.34) umformen zu

$$\begin{aligned}\hat{\hat{v}} &= v + x \cdot \frac{2\left(N + N_{\text{cp}}\right)}{N} \cdot \frac{c_0 B}{4 f_c \left(N + N_{\text{cp}}\right)} - y \cdot 2 \cdot v_{\text{ua,tot}} \\ &= v + x \cdot \left(2 + \frac{2 N_{\text{cp}}}{N}\right) \cdot v_{\text{ua,tot}} - y \cdot 2 \cdot v_{\text{ua,tot}} \\ &= v + x' \cdot \frac{2 N_{\text{cp}}}{N} \cdot v_{\text{ua,tot}}, \end{aligned} \tag{4.35}$$

wobei $x' \in \mathbb{Z}$ so zu wählen ist, dass $\hat{\hat{v}}$ im oben genannten Eindeutigkeitsbereich liegt.
Abbildung 4.9 zeigt exemplarisch für die Parametrisierung des in Kapitel 6 beschriebenen Demonstrators das Auftreten solcher Geisterziele. Das eigentliche Ziel befindet sich dabei in einer Entfernung von 8 m und bewegt sich

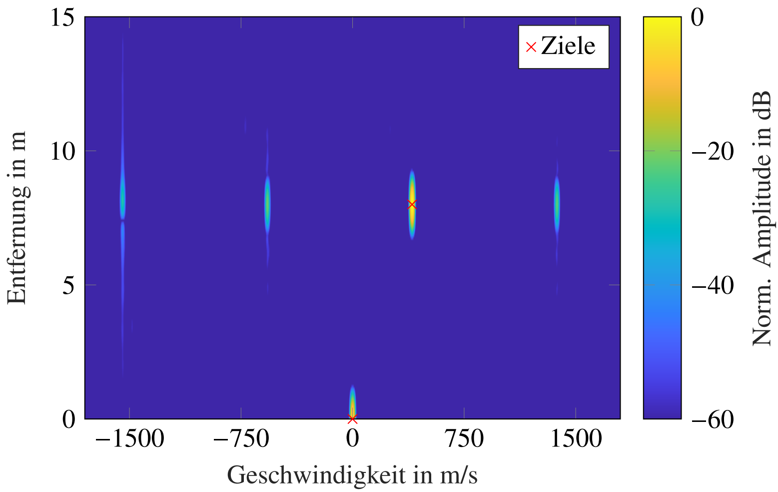


Abbildung 4.9: Entstehung von Geisterzielen bei sehr hohen Geschwindigkeiten der Zielobjekte ($v = 400\,\text{m/s}$, $N = M = 512$, $N_{\text{cp}} = N/4$, $L = 4$)

mit einer Geschwindigkeit von 400 m/s auf den Radarsensor zu. Die höchste tolerierbare Geschwindigkeit unter Berücksichtigung einer maximalen Dopplerverschiebung von 10 % des Unterträgerabstands beträgt ±486 m/s und damit nicht wesentlich mehr als die Zielgeschwindigkeit. Entsprechend (4.35) treten die Geisterziele bei $\hat{\tilde{v}} = \{-1545\,\mathrm{m/s}, -573\,\mathrm{m/s}, 1373\,\mathrm{m/s}\}$ auf, was auch durch das gezeigte Radarbild bestätigt wird. Die Amplituden der zusätzlich auftretenden Geisterziele sind letztlich von der Höhe der Dopplerverschiebung und damit der ICI abhängig. Tendenziell nehmen sie mit zunehmendem Abstand zum eigentlichen Zielmaximum ab, da dann auch die Frequenzdifferenz zum interferierenden Unterträger und damit dessen Dämpfung größer ist.
Für den Fall, dass die Länge des zyklischen Präfixes ein ganzzahliges Vielfaches der OFDM-Symboldauer ist, fallen die Maxima der Geisterziele mit dem eigentlichen Zielmaximum zusammen, wie Abbildung 4.10 für $N_{\mathrm{cp}} = N$ beispielhaft zeigt. Hierbei ist zu beachten, dass gegenüber dem vorherigen Radarbild der Geschwindigkeitseindeutigkeitsbereich aufgrund der verlängerten zyklischen Präfixe verringert ist.

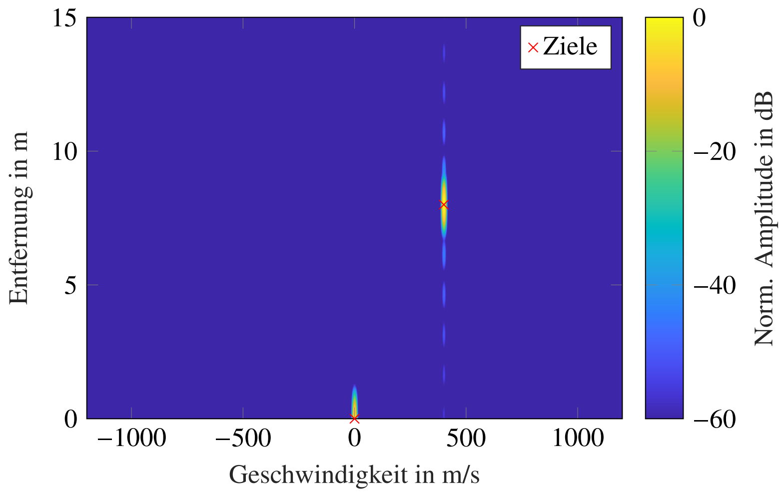


Abbildung 4.10: Überlagerung von Geisterzielen und eigentlichem Ziel bei sehr hoher Objektgeschwindigkeit ($v = 400\,\mathrm{m/s}$) für $N_{\mathrm{cp}} = N$

4.5 Vergleich mit alternativen Verfahren

Um das entworfene *Frequency-Comb-OFDM-Radar*-Verfahren einordnen und seine Vor- und Nachteile gegenüber bisher existierenden Wellenformen aufzeigen zu können, sollen im Folgenden möglichst faire Vergleiche angestellt werden. Als weitere Verfahren, die dem Frequenkamm-basierten Ansatz gegenübergestellt werden, dienen hierbei *Fast Chirp Sequence* (FCS), *Stepped-Carrier OFDM* [SKSW18], OFDM mit einem linear frequenzmodulierten Träger [SSK+18a] sowie OFDM mit pseudozufälligen Trägerfrequenzen [KSS+18]. FCS ist in dieser Aufzählung das aktuell vor allem bei Automobilradaren am weitesten verbreitete Modulationsverfahren, während die anderen drei jeweils Erweiterungen der ursprünglichen OFDM-Wellenform darstellen. Sie verfolgen das gemeinsame Ziel, eine hohe Entfernungsauflösung bei gleichzeitig niedrigen Abtastwandlerraten zu erreichen.

4.5.1 Fast Chirp Sequence

FCS, das eine Sequenz von linearen, steilen Frequenzrampen nutzt, ist vor allem deshalb so beliebt, da trotz hoher Signalbandbreiten verhältnismäßig niedrige Abtastraten bei den AD-Wandlern benötigt werden. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die analogen Empfangs- und Sendesignale miteinander gemischt werden, wodurch Signale entstehen, deren Beat-Frequenzen deutlich geringer als die eigentliche HF-Bandbreite sind. Bei einer Signalbandbreite von über 1 GHz kommen derzeit beispielsweise AD-Wandler mit einer Abtastfrequenz von deutlich unter 100 MHz zur Anwendung. Allerdings unterliegen die aktuell verfügbaren FCS-Radare vor allem im Hinblick auf die Rampensteilheit noch gewissen Grenzen, die dazu führen, dass die Rampendauern im Vergleich zu den realisierbaren OFDM-Symboldauern sehr lang sind. Dies hat insbesondere Einfluss auf den Geschwindigkeitseindeutigkeitsbereich, der bei FCS deutlich geringer ausfällt als bei OFDM, wobei in diesem Punkt nicht zwischen der klassischen OFDM-Wellenform und *Frequency Comb OFDM Radar* unterschieden werden muss. Auch die Pausenzeit, die benötigt wird, um den Oszillator wieder von der Endfrequenz der Rampe zum Anfang zurückzusetzen, benötigt durch das Einschwingverhalten eine gewisse Zeit. Darüber hinaus wird die Problematik im MIMO-Fall häufig noch verschärft, da FCS meistens mit TDM kombiniert wird, wodurch der Eindeutigkeitsbereich in Geschwin-

digkeitsrichtung weiter eingeschränkt wird. Doch selbst wenn deutlich steilere und damit kürzere Rampen technologisch irgendwann möglich sind, müsste auch bei FCS die Abtastrate signifikant erhöht werden, sofern der Eindeutigkeitsbereich in Entfernungsrichtung erhalten bleiben soll. Wenn im Extremfall FCS und das klassische OFDM-Radar dieselben Bandbreiten und Chirp- bzw. Symboldauern aufweisen sollten, müssten bei gleichen Eindeutigkeitsbereichen auch die Abtastraten identisch sein. Dieses Problem umgeht das vorgeschlagene Frequenzkamm-basierte Verfahren, da bei Symboldauern, die identisch zur klassischen OFDM-Wellenform sind, die Abtastrate um den Faktor L, d. h. um die Anzahl an Subbändern, reduziert werden kann. Von Nachteil ist, dass im gleichen Maße auch der Eindeutigkeitsbereich in Entfernungsrichtung sowie das SNR verringert werden. Hauptanwendungsbereich des *Frequency Comb OFDM Radars* könnten daher Szenarien mit schnell bewegten Zielen und überschaubaren Distanzen sein.

4.5.2 Stepped-Carrier OFDM

Stepped-Carrier OFDM [SKSW18] verfolgt das Ziel, die abgedeckte HF-Bandbreite zu vergrößern, indem schrittweise die Trägerfrequenz von L nacheinander gesendeten, schmalbandigen OFDM-Symbolen erhöht wird. Die Höhe der Frequenzstufen entspricht dabei genau der Bandbreite B jener Symbole. Auf diese Weise kann insgesamt eine Messbandbreite von $L \cdot B$ erreicht werden, ohne die Abtastrate der DA- oder AD-Wandler zu erhöhen. Um zusätzlich die Dopplerverschiebung bewegter Ziele messen zu können, wird die beschriebene Stufensequenz während der Beobachtungsdauer kontinuierlich wiederholt.
Neben der Vergrößerung der ausgewerteten Bandbreite ohne Erhöhung der Abtastraten bleibt gleichzeitig auch der Eindeutigkeitsbereich in Entfernungsrichtung erhalten, da dieser vom Unterträgerabstand abhängt, der wiederum ebenfalls konstant bleibt. Von Nachteil ist, dass durch die Stufenform die Wiederholrate von OFDM-Symbolen auf derselben Trägerfrequenz um den Faktor L verringert wird, wodurch der Geschwindigkeitseindeutigkeitsbereich um denselben Faktor L abnimmt. Zusätzlich muss bei Verwendung eines einzelnen Oszillators beachtet werden, dass dieser nach jeder Frequenzveränderung eine zusätzliche Einschwingzeit benötigt, wodurch sich die Wiederholrate zusätzlich verringert. Alternativ kann, wie in [SSK+19] beschrieben, ein zweiter Lokaloszillator verwendet werden, sodass diese dann abwechselnd aktiv sind

bzw. gerade die Frequenz ändern. Allerdings erhöht sich dadurch zum einen der Schaltungsaufwand und zum anderen wird die grundlegende Verringerung der Maximalgeschwindigkeit um die Stufenanzahl nicht beseitigt. Im Vergleich dazu kann beim *Frequency Comb OFDM Radar* der volle Eindeutigkeitsbereich in Geschwindigkeitsrichtung genutzt werden, da zu jedem Zeitpunkt in allen L Subbändern kontinuierlich gesendet wird. Darüber hinaus entstehen keine Pausenzeiten durch Einschwingvorgänge, da die Kammfrequenzen während der kompletten Betriebsdauer konstant sind.
Neben der bereits erwähnten Verringerung des Entfernungseindeutigkeitsbereichs beim Frequenzkamm-basierten Ansatz offenbart sich beim direkten Vergleich noch ein Nachteil in Bezug auf die Interferenzrobustheit. Denn dadurch, dass beim *Frequency-Comb-OFDM-Radar*-Verfahren während der gesamten Messdauer die komplette Bandbreite abgedeckt wird, landen nach dem empfangsseitigen Heruntermischen auch sämtliche in diesem Frequenzbereich liegenden Interferenzsignale innerhalb des gemeinsamen Frequenzbands im Basisband. Selbst die Interferenzanteile in den frei gelassenen Unterträgern des breitbandigen Empfangssignal werden ins Basisband heruntergemischt, da eine Filterung technisch nicht sinnvoll möglich ist. Beim *Stepped-Carrier OFDM*-Verfahren verbleibt hingegen im Empfänger nach dem Heruntermischen und Tiefpassfiltern immer nur ein Teilbereich der Gesamtbandbreite, sodass Störungen im übrigen Bereich des genutzten Bands unterdrückt werden.

4.5.3 OFDM mit einem linear frequenzmodulierten Träger

Bei dem in [SSK⁺18a] vorgeschlagenen Verfahren wird die üblicherweise konstante Trägerfrequenz von OFDM durch eine langsame Frequenzrampe ersetzt, die eine deutlich größere Bandbreite aufweist als die einzelnen OFDM-Symbole. Die Dauer der Rampe entspricht dabei genau der Länge des OFDM-Rahmens, wobei die Rampensteilheit so eingestellt sein muss, dass die Zunahme während eines OFDM-Symbols genau einem Vielfachen des Unterträgerabstands entspricht.
Auch mit diesem Ansatz kann wieder eine hohe Messbandbreite bei gleichzeitig niedrigen Abtastraten erreicht werden, allerdings erst ganz am Ende des OFDM-Rahmens. Das Zeit-Frequenz-Diagramm des abgedeckten Bands weist in diesem Fall große zusammenhängende Bereiche auf, die leer bleiben, während sowohl beim *Stepped-Carrier*- als auch beim *Frequency-Comb-OFDM*-

Radar-Verfahren zwar anteilig dieselben Flächen ungenutzt bleiben, diese aber deutlich gleichmäßiger über die Zeit-Frequenz-Ebene verteilt sind. Dies hat letztlich zur Folge, dass die Auflösung bei dem in [SSK+18a] beschriebenen Verfahren effektiv nicht verbessert wird. Denn durch das Schema werden in den Entfernungs-Geschwindigkeitsdiagrammen die großen Ausdehnungen der Zielmaxima, die sich aufgrund der niedrigen OFDM-Basisband-Bandbreite ergeben, nur in Richtung der ansteigenden Frequenzrampe gedreht, jedoch nicht verkleinert. Ein Schnitt durch ein Zielmaximum entlang der Entfernungs- oder Geschwindigkeitsachse erweckt zwar den Anschein, dass die Entfernungsauflösung verbessert wurde, während die Geschwindigkeitsauflösung unverändert geblieben ist. Allerdings wird dann die diagonale Richtung außer Acht gelassen, in der Ziele verdeckt werden können, was letztlich eine Verschlechterung der Trennfähigkeit darstellt. Das *Frequency-Comb-OFDM-Radar*-Verfahren hingegen bietet eine tatsächliche Verbesserung der Entfernungsauflösung ohne Einschränkung der Auflösung und des Eindeutigkeitsbereichs in Geschwindigkeitsrichtung.

4.5.4 OFDM mit pseudozufälligen Trägerfrequenzen

Als Alternative zum *Stepped-Carrier-OFDM*-Verfahren wurde in [KSS+18] ein Ansatz auf der Basis von pseudozufälligen Trägerfrequenzen in Kombination mit Blöcken aus OFDM-Symbolen unterschiedlicher Anzahl und Bandbreite vorgestellt. Ziel ist dabei, die Verringerung des Geschwindigkeitseindeutigkeitsbereichs von *Stepped-Carrier OFDM* zu überwinden und gleichzeitig hohe Auflösungen für die Entfernung und Geschwindigkeit zu erreichen. Bei dem Verfahren wird letztlich ein breitbandiger OFDM-Rahmen aufgespannt, bei dem in einem pseudozufälligen Muster Blöcke aus Unterträgern belegt sind. Diese unregelmäßige Verteilung ermöglicht den Einsatz von *Compressed Sensing* für die Entfernungs- und Geschwindigkeitsschätzung, wobei die Anwendung von IFFTs bzw. FFTs in diesem Fall ohnehin keine verwertbaren Ergebnisse liefern würde. Dies ist auch der Grund, weshalb die notwendigen Signalverarbeitungsschritte im Vergleich zur Prozessierung bei den zuvor beschriebenen Verfahren deutlich aufwendiger ist. Außerdem können im Ergebnis Geisterziele bzw. Fehldetektionen auftreten, deren Auftretenswahrscheinlichkeit abhängig vom SNR und dem Ausdünnungsgrad des Zeit-Frequenz-Diagramms ist. Vorteilhaft kann hingegen sein, dass durch den *Denoising*-Effekt des *Compressed-*

Sensing-Verfahrens je nach Parametrisierung das mittlere SNR der Radarbilder zunehmen kann.
Im Vergleich zum *Frequency Comb OFDM Radar* sind sowohl der Eindeutigkeitsbereich in Entfernungsrichtung als auch das mittlere SNR erhöht. Allerdings können beim Frequenzkamm-basierten Ansatz dafür sehr effiziente IFFTs und FFTs zum Einsatz kommen, die zudem lineare Operationen darstellen.

5 Erweiterung des Frequenzkamm-basierten OFDM-Radars für MIMO

In der Zwischenzeit schätzen viele auf dem Markt befindliche Radarsensoren nicht nur die Entfernung und Geschwindigkeit der detektierten Ziele, sondern zusätzlich auch noch den Winkel und damit die genaue räumliche Position. Wie in Abschnitt 2.5 beschrieben wurde, kommt hierfür häufig digitales *Beamforming* in Kombination mit virtuellen Antennenarrays zur Anwendung, wofür wiederum geeignete MIMO-Verfahren benötigt werden. Aus diesem Grund soll das zuvor eingeführte *Frequency Comb OFDM Radar* im Folgenden für MIMO-Anwendungen angepasst und erweitert werden. Prinzipiell kommen hierfür alle in Abschnitt 2.1.2 beschriebenen Multiplexingverfahren in Frage, wobei der Fokus im Folgenden auf die *Subcarrier-Interleaving*-Methode sowie am Ende kurz auf *Time-Division Multiplexing* gelegt werden soll.

5.1 Subcarrier Interleaving

Ein bei OFDM-Radar-Wellenformen häufig eingesetztes MIMO-Verfahren stellt *Subcarrier Interleaving* [SSBZ13] dar, bei dem in seiner ursprünglichen Form die orthogonalen Unterträger in einem regelmäßigen Muster den P Sendekanälen zugeordnet werden [23]. Beim Frequenzkamm-basierten Verfahren ergibt sich nun jedoch die Problematik, dass ohnehin nur jeder L-te Unterträger aktiv genutzt werden kann, um entsprechende Lücken für das Ineinanderschieben der Subbänder im Empfänger vorzuhalten. Wird nun zusätzlich noch das *Subcarrier-Interleaving*-Schema angewandt, erhöht sich der Abstand der Unterträger, die demselben Sendekanal zugeordnet werden, im breitbandigen Sende- und Empfangssignal auf $P \cdot L \cdot \Delta f$, wie Abbildung 5.1 (Variante 1) und [7] zeigen. Beträgt gleichzeitig der Abstand der insgesamt aktiv genutzten Unterträger $L \cdot \Delta f$ sowie der Abstand der Kammfrequenzen im Empfangsfrequenzkamm $B - \Delta f$, ergeben sich nach dem Heruntermischen im

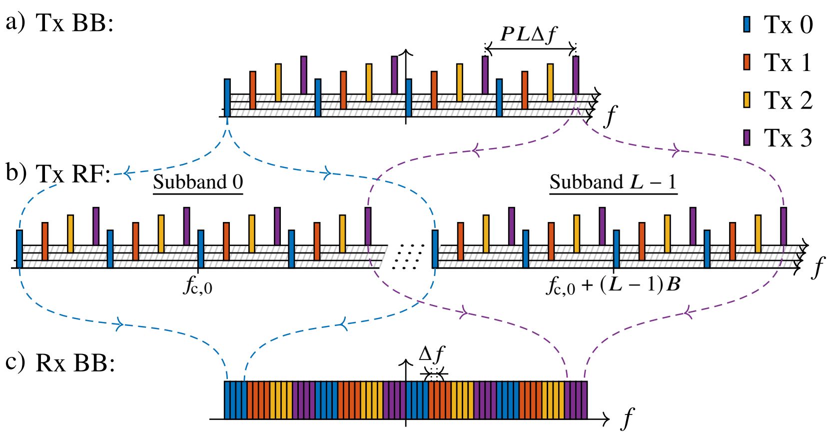


Abbildung 5.1: Sende- und Empfangsspektrum bei regelmäßiger Unterträgerbelegung für $N = 64$, $L = 4$ und $P = 4$ (Variante 1) (Abbildung in Anlehnung an [7])

gemeinsamen Frequenzband der Bandbreite B jeweils Blöcke aus L Unterträgern eines Senders. Diesen folgen dann $P-1$ Blöcke der übrigen Kanäle, bevor das Muster wieder von Neuem beginnt, wie Abbildung 5.1c anschaulich zeigt. Dies ist jedoch nicht die einzige Möglichkeit, wie die aktiven Unterträger angeordnet werden können. Alternativ können von den P Sendekanälen auch immer P direkt aneinander angrenzende Unterträger belegt werden, denen dann $P \cdot (L-1)$ unbelegte folgen, was in Abbildung 5.2a (Variante 2) zu sehen ist. Um bei dieser Anordnung ebenfalls alle aktiven Unterträger der L Subbänder nach dem Heruntermischen in einem gemeinsamen Frequenzband unterbringen zu können, muss eine Anpassung des Empfangsfrequenzkamms erfolgen. Hierbei werden die Abstände zwischen den Kammfrequenzen auf $B - P \cdot \Delta f$ verringert. In Folge dessen ergibt sich nach der Tiefpassfilterung das in Abbildung 5.2c dargestellte Basisbandspektrum, das gegenüber der ersten Variante den Vorteil aufweist, dass keine Unterträger desselben Senders nebeneinander liegen. Unter der Voraussetzung, dass die Nutzdaten der P Sendekanäle unkorreliert zueinander sind, kann hierdurch das in Abschnitt 4.4.6 beschriebene Auftreten von Geisterzielen bei hohen Geschwindigkeiten vermieden werden. Ursache dafür ist, dass der beschriebene Effekt nur auftritt, wenn L benachbarte Unterträger dieselben Modulationssymbole tragen, denn andernfalls kann der Einfluss der ICI bei Dopplerverschiebungen mithilfe des Prozessierungsge-

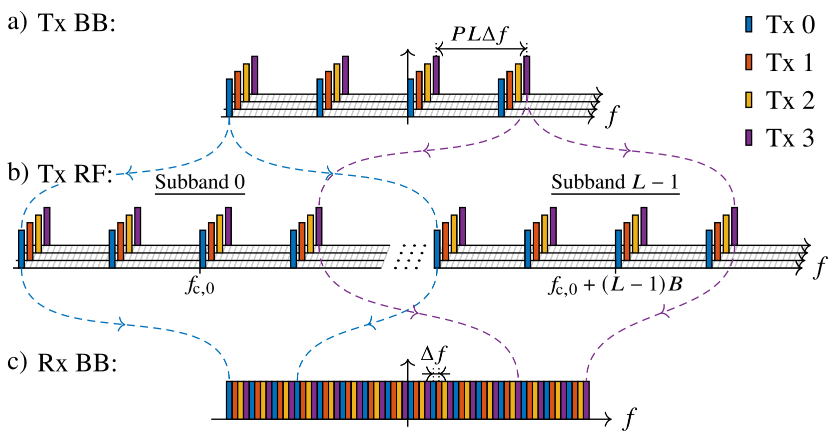


Abbildung 5.2: Alternatives Sende- und Empfangsspektrum bei weiterhin regelmäßiger Unterträgerbelegung, aber modifizierter Zuordnung der Unterträger zu den Sendekanälen sowie angepasstem Empfangsfrequenzkamm für $N = 64$, $L = 4$ und $P = 4$ (Variante 2)

winns verringert werden. Durch das Modifizieren des Empfangsfrequenzkamms muss in der Folge auch die in Abschnitt 4.2.2 beschriebene Frequenzkorrektur angepasst werden, da die Unterträger der jeweiligen Subbänder nun um $l \cdot P \cdot \Delta f$ statt um $l \cdot \Delta f$ nach unten verschoben werden müssen.

Auswirkungen auf den Abstand der aktiv genutzten Unterträger eines jeden Sendekanals hat die Entscheidung für eine der zuvor beschriebenen Varianten jedoch nicht. Dieser beträgt in beiden Fällen $P \cdot L \cdot \Delta f$. In (2.56) wurde diesbezüglich hergeleitet, dass bei regelmäßigem *Subcarrier Interleaving* der Eindeutigkeitsbereich in Entfernungsrichtung abnimmt, wenn sich der Abstand der zu einem Sender gehörenden Unterträger erhöht. Dies trifft auch auf das Frequenzkamm-basierte Verfahren zu, bei dem bereits im SISO-Fall der Eindeutigkeitsbereich um den Faktor L gegenüber einem klassischen OFDM-Radar verringert ist. Erhöht sich der Abstand der zu einem Sendekanal gehörenden Unterträger nun wie dargestellt weiter, nimmt der Eindeutigkeitsbereich zusätzlich noch mal um den Faktor P ab.

Aus diesem Grund bietet sich als Alternative die in [HY16] und [25] veröffentlichte sowie in Abschnitt 2.8.2 beschriebene unregelmäßige Zuordnung der Unterträger zu den P Sendekanälen an. Ziel ist auch hier, die Verringerung

des Eindeutigkeitsbereichs in Entfernungsrichtung, die durch die gleichzeitige Nutzung von P Sendern entsteht, zu verhindern.
Wie Abbildung 5.3a zeigt, werden dabei die N/L aktiv genutzten Unterträger im Basisband nach einem pseudozufälligen Muster den P Sendekanälen überlappungsfrei zugeordnet. Der Mindestabstand aller aktiven Unterträger beträgt hierbei $L \cdot \Delta f$. Ist die Anzahl an verfügbaren Unterträgern groß genug, lässt sich ein pseudozufälliges Muster finden, bei dem einige der vom selben Sender genutzten Unterträger nur ebendiesen Minimalabstand von $L \cdot \Delta f$ aufweisen statt $P \cdot L \cdot \Delta f$ wie bei der regelmäßigen Zuweisung. Gleichzeitig verteilen sich die Unterträger aller Sender über nahezu die komplette Bandbreite, was wichtig ist, da andernfalls nicht die geforderte Entfernungsauflösung erreicht werden könnte.
Wie bei der ersten Variante des regelmäßigen *Subcarrier Interleavings* entstehen nach dem Heruntermischen mit dem Empfangsfrequenzkamm auch bei der unregelmäßigen Anordnung Blöcke aus L Unterträgern desselben Senders. Diese sind, wie Abbildung 5.3c zeigt, auf Sendekanalebene jedoch nicht mehr nach einem regelmäßigen Muster über die Bandbreite B verteilt, sondern folgen derselben pseudozufälligen Anordnung wie im Basisbandsignal des Senders.

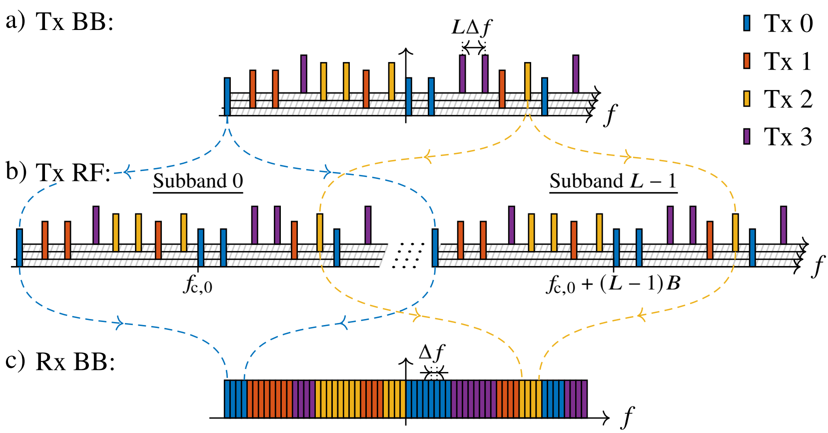


Abbildung 5.3: Sende- und Empfangsspektrum bei unregelmäßiger Unterträgerbelegung für $N = 64$, $L = 4$ und $P = 4$ (Abbildung in Anlehnung an [7]). Die pseudozufälligen Muster sind so gewählt, dass sich die Unterträger verschiedener Sendekanäle nicht überlappen und gleichzeitig jeder Sender die gesamte Bandbreite abdeckt.

Im Gegensatz zum regelmäßigen *Subcarrier Interleaving* kann jedoch keine alternative pseudozufällige Anordnung gewählt werden, die das Auftreten der zuvor genannte Blöcke aus L Unterträgern verhindert. Ursächlich hierfür ist, dass jeder Sender ein anderes pseudozufälliges Muster an aktiven Unterträgern aufweist. Diese fügen sich im Empfänger nur dann nahtlos im gemeinsamen Frequenzband der Bandbreite B ineinander, sofern die identischen Unterträgeranordnungen der L Subbänder jedes Senders direkt nebeneinander zum Liegen kommen. Aus diesem Grund kann letztlich beim unregelmäßigen *Subcarrier Interleaving* das Auftreten von Geisterzielen bei hohen Objektgeschwindigkeiten nicht verhindert werden.

5.1.1 Anpassung des OFDM-Signalmodells

Entsprechend der zuvor beschriebenen Erweiterung des Frequenzkamm-basierten Verfahrens für die Anwendung in MIMO-Systemen soll im Folgenden nun auch das zugehörige Signalmodell für diesen Fall angepasst werden. Das Basisbandsignal

$$x_p(t) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\mathbf{X}_p\right)_{n,m} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi n \Delta f\, t} \cdot \mathrm{rect}\left(\frac{t - mT_0}{T_0}\right) \tag{5.1}$$

für den Sendekanal p mit $p = 0, \ldots, P-1$ weist dabei eine sehr große Ähnlichkeit mit (4.1) im SISO-Fall auf. Der einzige Unterschied besteht in der Wahl der Nutzdaten $\mathbf{X}_p$, die gemäß der zuvor beschriebenen Varianten zusammengesetzt sein müssen. Für Variante 1 des regelmäßigen *Subcarrier Interleavings* folgen die Modulationssymbole dabei der Regel

$$\left(\mathbf{X}_p\right)_{n,m} \in \begin{cases} \mathcal{A} & \text{für } (n - pL) \bmod PL = 0 \\ \{0\} & \text{sonst} \end{cases} \tag{5.2}$$

wobei $\mathcal{A}$ das Modulationsalphabet, z. B. QPSK, darstellt. Bei der zweiten Variante sind die Nutzdaten

$$\left(\mathbf{X}_p\right)_{n,m} \in \begin{cases} \mathcal{A} & \text{für } (n - p) \bmod PL = 0 \\ \{0\} & \text{sonst} \end{cases} \tag{5.3}$$

sehr ähnlich gestaltet. Einzig der Startindex des Sendekanals p verringert sich von $p \cdot L$ auf p. Beim unregelmäßigen *Subcarrier Interleaving* nutzt jeder Sender eine Untermenge $C_p \subset C$ mit pseudozufälligen Unterträgern aus der Menge $C = \{0, L, 2L, \ldots, N-1\}$. Hierbei muss sichergestellt werden, dass nicht versehentlich zwei Sendern identische Unterträger zugewiesen werden, da dies zu Eigeninterferenz führen würde. Bei einer praktischen Implementierung kann dies beispielsweise dadurch sichergestellt werden, dass zunächst die Teilmenge C_0 erzeugt wird, indem ihr die ersten $N/(PL)$ Werte einer zufälligen Permutation von C zugewiesen werden. C_1 erhält dann die nächsten $N/(PL)$ Werte und so weiter, bis schließlich alle P Teilmengen definiert sind. Die Modulationssymbole des Sendekanals p ergeben sich dann folglich zu

$$\left(\mathbf{X}_p\right)_{n,m} \in \begin{cases} \mathcal{A} & \text{für } n \in C_p \\ \{0\} & \text{sonst} \end{cases} \tag{5.4}$$

5.1.2 Anpassung der Signalverarbeitung

Regelmäßige Unterträgerbelegung

Bei einer regelmäßigen Zuweisung der OFDM-Unterträger zu den P Sendekanälen sind bei der Signalverarbeitung nur geringfügige Anpassungen gegenüber dem in Abschnitt 4.2 beschriebenen SISO-Fall notwendig. Nach dem Abtasten der Basisbandsignale in den Q Empfängern sowie der folgenden Seriell-Parallel-Wandlung und DFT in den Frequenzbereich, kann sowohl eine Zuordnung der orthogonalen Unterträger zu den L Subbändern als auch zu den P Sendern vorgenommen werden. In Folge dessen lässt sich das virtuell rekonstruierte breitbandige Empfangsspektrum für ein einzelnes Ziel in (4.14) zu

$$\left(\tilde{\mathbf{Y}}^{\text{tot}}_{q,p}\right)_{n,m} = \alpha_{q,p} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{c},0}\tau_{q,p}(m)} \cdot \left(\mathbf{X}_p\right)_{n \bmod N, m} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi n\Delta f\, \tau_{q,p}(m)} \tag{5.5}$$

$$\approx \alpha \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_{q,p}} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{D}} mT} \cdot \left(\mathbf{X}_p\right)_{n \bmod N, m} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi n\Delta f\, \tau(m)} \tag{5.6}$$

mit $n = 0, 1, \ldots, LN-1$ umschreiben. p und q geben dabei den Index des jeweiligen Sende- bzw. Empfangskanals an, $\mathbf{X}_p$ enthält die Nutzdaten von Sender p und $\tau_{q,p}$ ist die Entfernung zwischen Sendeantenne p, Zielobjekt und Empfangsantenne q. Wie in Abschnitt 2.4.3 beschrieben, kann beim letzten Term in

(5.5) die Abhängigkeit von p und q weggelassen werden, sofern die Auflösungen deutlich größer als die Laufzeit- bzw. Geschwindigkeitsunterschiede zwischen den MIMO-Antennen sind. Nur beim ersten Exponentialterm in (5.6), der für die Schätzung des Einfallswinkels genutzt wird, müssen die Indizes p und q aufgrund der Multiplikation mit der hohen Trägerfrequenz berücksichtigt werden. $\phi_{q,p} = -2\pi f_\mathrm{c}\left(R_q + R_p\right)/c_0$ stellt dabei die Phasenverschiebung dar, die dem Signal auf dem Weg von Antenne p zum Ziel und wieder zurück zu Antenne q widerfahren ist. Darüber hinaus kann in der Regel für den Dämpfungsfaktor die Näherung $\alpha_{q,p} \approx \alpha$ angenommen werden, sofern die Laufzeitunterschiede zwischen den Ausbreitungspfaden nur sehr gering sind und der Radarrückstreuquerschnitt des jeweiligen Ziels keine starke Winkelabhängigkeit aufweist.
Im Anschluss erfolgt eine elementweise Division durch die Nutzdaten $\mathbf{X}_p$, wodurch sich bei der zuvor beschriebenen Variante 1

$$\left(\mathbf{D}_{q,p}^{\mathrm{tot}}\right)_{n,m} = \begin{cases} \dfrac{\left(\tilde{\mathbf{Y}}_q^{\mathrm{tot}}\right)_{n,m}}{\left(\mathbf{X}_p\right)_{n \bmod N,m}} & \text{für } (n - pL) \bmod PL = 0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \tag{5.7}$$

bzw. bei Variante 2

$$\left(\mathbf{D}_{q,p}^{\mathrm{tot}}\right)_{n,m} = \begin{cases} \dfrac{\left(\tilde{\mathbf{Y}}_q^{\mathrm{tot}}\right)_{n,m}}{\left(\mathbf{X}_p\right)_{n \bmod N,m}} & \text{für } (n - p) \bmod PL = 0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \tag{5.8}$$

mit

$$\frac{\left(\tilde{\mathbf{Y}}_q^{\mathrm{tot}}\right)_{n,m}}{\left(\mathbf{X}\right)_{n \bmod N,m}} \approx \alpha \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_{q,p}} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_\mathrm{D} mT} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi n\Delta f \, \frac{2R_0}{c_0}} \tag{5.9}$$

ergibt. Somit verbleiben nur noch die Informationen des eigentlichen Radarkanals. Hieraus kann wiederum mithilfe einer IDFT entlang der Unterträger,

$$\left(\mathbf{R}_{q,p}^{\mathrm{tot}}\right)_{\eta,m} = \frac{1}{NL} \sum_{n=0}^{NL-1} \left(\mathbf{D}_{q,p}^{\mathrm{tot}}\right)_{n,m} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi \frac{n\eta}{NL}}, \tag{5.10}$$

sowie einer DFT entlang der OFDM-Symbole,

$$\left(\mathbf{V}_{q,p}^{\mathrm{tot}}\right)_{\eta,\mu} = \sum_{m=0}^{M-1} \left(\mathbf{R}_{q,p}^{\mathrm{tot}}\right)_{\eta,m} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi \frac{m\mu}{M}}, \tag{5.11}$$

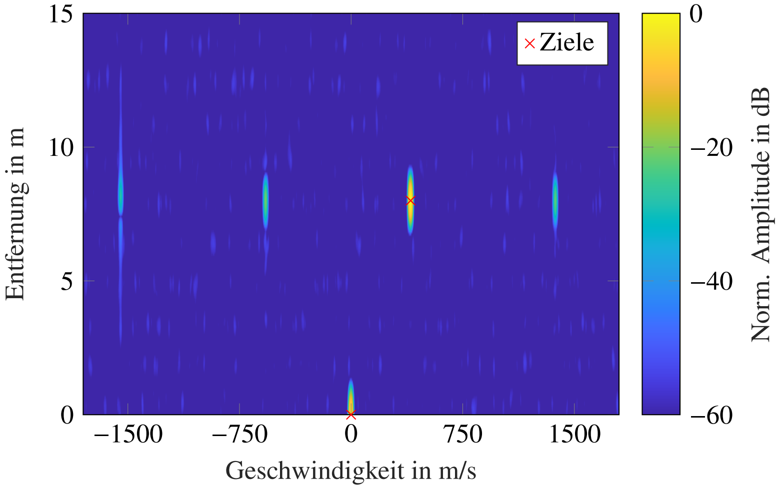
die Entfernung und Geschwindigkeit der gemessenen Ziele bestimmt werden. Bei der Entfernungsschätzung muss hierbei beachtetet werden, dass gegenüber dem SISO-Fall nicht mehr jeder L-te Träger belegt ist, sondern nur noch jeder PL-te. Prinzipiell lässt sich aus diesem Grund die IDFT auf die Länge $(LN)/(PL) = N/P$ verkürzen. Hierbei muss dann allerdings der in Abschnitt 3.11.2 beschriebene Korrekturterm aufgrund des leichten Frequenzversatzes zwischen den MIMO-Kanälen berücksichtigt werden.
Abbildung 5.4 zeigt den Vergleich der resultierenden Entfernungs-Geschwindigkeitsdiagramme zwischen den beiden vorgestellten Varianten bei regelmäßiger Unterträgerbelegung für ein simuliertes Szenario mit einem statischen und einem bewegten Ziel mit $v = 400\,\mathrm{m/s}$. Gut zu erkennen ist, dass im zweiten Fall keine Geisterziele mehr auftreten, da im Basisband des Empfängers keine benachbarten Unterträger mit identischen Modulationssymbolen vorliegen. Stattdessen wechseln sich stets Unterträger von verschiedenen Sendekanälen ab, die wiederum unkorrelierte Nutzdaten tragen. Dies hat zur Folge, dass für die ICI durch bewegte Ziele kein Prozessierungsgewinn mehr anfällt, wodurch die Entstehung von Geisterzielen vermieden werden kann. Allerdings bewirkt die ICI im Gegenzug, dass im gesamten Radarbild der Rauschpegel leicht ansteigt.

Unregelmäßige Unterträgerbelegung

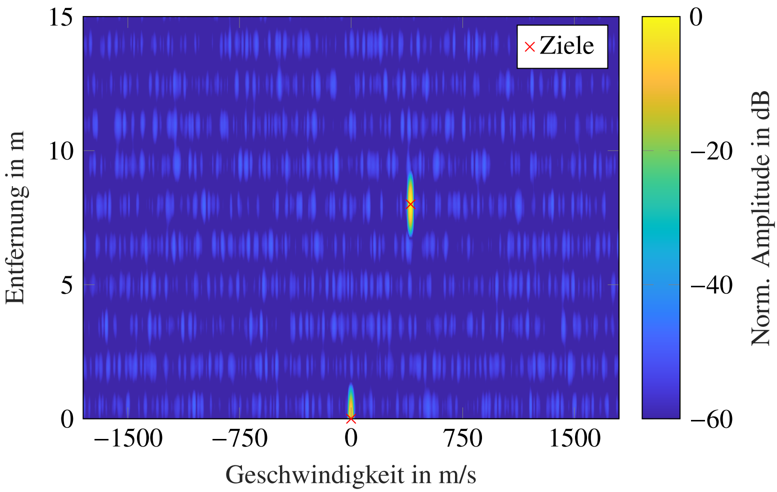
Auch im Fall der unregelmäßigen Unterträgerbelegung werden vor der Parameterschätzung zunächst die Nutzdaten entfernt,

$$\left(\mathbf{D}_{q,p}^{\mathrm{tot}}\right)_{n,m} = \begin{cases} \dfrac{\left(\tilde{\mathbf{Y}}_q^{\mathrm{tot}}\right)_{n,m}}{\left(\mathbf{X}_p\right)_{n \bmod N,m}} & \text{für } n \in C_p + l \cdot N \text{ mit } l = 0, 1, \ldots, L-1 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \tag{5.12}$$

was parallel zur Separation der Sendekanäle erfolgen kann. Da die Anwendung einer IDFT entlang der nicht äquidistant angeordneten Unterträger jedoch bei jedem Ziel zu einer starken Erhöhung in Entfernungsrichtung führen würde, muss auf die Anwendung von Optimierungsalgorithmen aus dem Bereich des *Compressed Sensing* zurückgegriffen werden. Hierfür wird, wie in Abschnitt 2.8.2 beschrieben, zunächst aus jeder Matrix $\mathbf{D}_{q,p}^{\mathrm{tot}} \in \mathbb{C}^{LN \times M}$ eine neue Matrix $\mathbf{B}_{q,p} \in \mathbb{C}^{LN/P \times M}$ geformt, die nur noch diejenigen Zeilen enthält, die



(a) Radarbild für Variante 1 mit Blöcken aus jeweils $L = 4$ Unterträgern, die dieselben Modulationssymbole tragen



(b) Radarbild für Variante 2, bei der sich stets Unterträger verschiedener Sendekanäle abwechseln

Abbildung 5.4: Vermeidung von Geisterzielen bei hohen Objektgeschwindigkeiten, hier exemplarisch $v = 400\,\mathrm{m/s}$, durch Anpassung der regelmäßigen Unterträgerbelegung sowie des Empfangsfrequenzkamms

zum Sendekanal p gehören. Wie in (2.85) gezeigt, kann im Anschluss für jeden der M Spaltenvektoren $\mathbf{b}_{q,p}^m$ der Matrix das *Basis-Pursuit*-Problem

$$\min_{\mathbf{r}_{q,p}^m \in \mathbb{C}^{LN\times 1}} \left\{ \left\| \mathbf{r}_{q,p}^m \right\|_1 : \mathbf{A}_{q,p}\, \mathbf{r}_{q,p}^m = \mathbf{b}_{q,p}^m \right\} \tag{5.13}$$

aufgestellt werden. $\mathbf{r}_{q,p}^m \in \mathbb{C}^{LN\times 1}$ ist dabei das gesuchte Entfernungsspektrum des m-ten OFDM-Symbols und $\mathbf{A}_{q,p} \in \mathbb{C}^{LN/P\times LN}$ eine Untermatrix der DFT-Matrix $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{LN\times LN}$, die nur noch diejenigen Zeilen von $\mathbf{W}$ enthält, deren Unterträgerindizes dem Sendekanal p zugeordnet sind. $\|\cdot\|_1$ ist die ℓ_1-Norm, die bei *Compressed Sensing* an Stelle der ℓ_0-Norm verwendet wird, da sich dann das BP-Problem deutlich einfacher lösen lässt. Hierfür kommt wieder der in Abschnitt 2.8.1 beschriebene *YALL1*-Optimierungsalgorithmus zum Einsatz. Das Ergebnis ist die Matrix

$$\mathbf{R}_{q,p}^{\text{tot}} = \left[\mathbf{r}_{q,p}^0, \mathbf{r}_{q,p}^1, \ldots, \mathbf{r}_{q,p}^{M-1}\right], \tag{5.14}$$

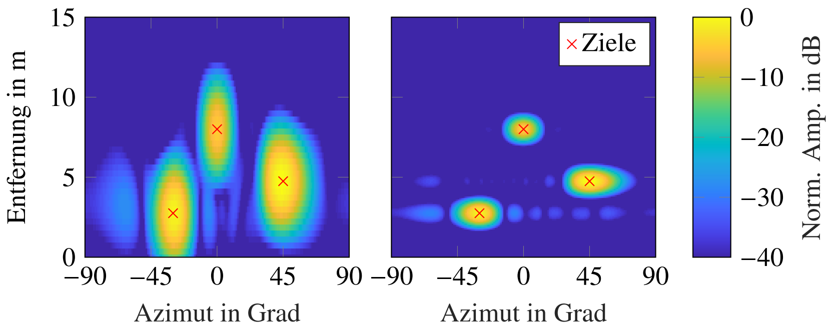
die die Entfernungsspektren aller M virtuell rekonstruierten OFDM-Symbole enthält. Hierauf kann nun wieder, wie bereits bei der regelmäßigen Unterträgeranordnung, entlang jeder Zeile eine DFT der Länge M angewandt werden, um die Dopplerverschiebung und damit die Geschwindigkeit bewegter Ziele zu schätzen.

Da von den LN/P Unterträgern in $\mathbf{B}_{q,p}$, die Sendekanal p zugeordnet sind, jedoch nur N/P aktiv belegt sind, kann die Matrix prinzipiell auch auf die Dimension $N/P \times M$ reduziert werden. In Folge dessen verkleinert sich auch die Abbildungsmatrix $\mathbf{A}_{q,p}$ auf $N/P \times N$ sowie die Ergebnismatrix $\mathbf{R}_{q,p}^{\text{tot}}$ auf $N \times M$. Hierdurch lässt sich die Verarbeitungszeit erheblich reduzieren. Gleichzeitig ist das Entfernen der leeren Zeilen im Hinblick auf die Entfernungsmessung als unkritisch zu betrachten, da die Verringerung um den Faktor L nur bewirkt, dass $L-1$ periodische Wiederholungen des eigentlichen Entfernungsspektrums wegfallen, die aufgrund des erhöhten Abstands der aktiv genutzten Unterträger entstanden sind.

5.1.3 Winkelschätzung

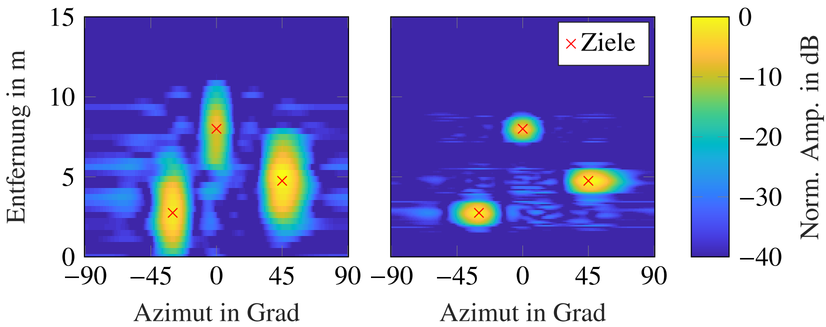
Das Verfahren der Winkelschätzung an sich ist unabhängig von den zuvor beschriebenen Signalverarbeitungsvarianten und nutzt nur die daraus resultieren-

den Entfernungs-Geschwindigkeitsdiagramme $\mathbf{V}_{q,p}^{\text{tot}}$ als Ausgangspunkt. Diese werden, wie in Abschnitt 2.5.2 beschrieben, mit einem *Beamsteering*-Vektor multipliziert und aufsummiert, wodurch sich die dreidimensionale Matrix $\mathcal{H}$ mit den Dimensionen Entfernung, Geschwindigkeit und Azimutwinkel ergibt. Um den Rechenaufwand zu verringern, wurde im Folgenden jedoch nicht für die kompletten Entfernungs-Geschwindigkeitsdiagramme ein *Beamforming* durchgeführt, sondern nur diejenigen Geschwindigkeitsbins herausgegriffen, in denen sich die zuvor bekannten Ziele befanden. Hierfür wurden die entsprechenden Spalten der $P \cdot Q$ Matrizen jeweils aufsummiert und auf die resultierenden eindimensionalen Arrays das *Beamforming* angewandt. Die Abbildungen 5.5 und 5.6 zeigen beispielhaft für ein Szenario mit drei statischen Zielen die resultierenden zweidimensionalen Entfernungs-Azimutdiagramme, sowohl für regelmäßiges als auch für unregelmäßiges *Subcarrier Interleaving*.
Zum Vergleich sind links neben den Radarbildern des Frequenzkamm-basierten Verfahrens auch die Ergebnisse gezeigt, wenn nur eines der L Subbänder ausgewertet wird. Die Parametrisierung der Wellenform für die zu Grunde liegenden Simulationen stimmt wieder mit derjenigen der Messungen in Kapitel 7 überein.



(a) Einzelnes Subband
(b) Kombinierte Subbänder

Abbildung 5.5: Vergleich der simulierten Entfernungs-Winkeldiagramme für ein einzelnes Subband sowie für vier kombinierte Subbänder bei regelmäßiger Unterträgerbelegung in der Variante 1



(a) Einzelnes Subband

(b) Kombinierte Subbänder

Abbildung 5.6: Vergleich der simulierten Entfernungs-Winkeldiagramme für ein einzelnes Subband sowie für vier kombinierte Subbänder bei unregelmäßiger Unterträgerbelegung in Kombination mit *Compressed Sensing*

5.1.4 Limitierungen

Aufgrund der teilweise vergrößerten Abstände der aktiv genutzten Unterträger im Sendesignal bzw. der unregelmäßigen Zuweisung zu den MIMO-Kanälen, müssen die erreichbaren Auflösungen und Eindeutigkeitsbereiche gegenüber dem SISO-Fall neu betrachtet und verglichen werden.

Entfernungsauflösung

Da sowohl bei der regelmäßigen als auch bei der unregelmäßigen Zuweisung der Unterträger zu den Sendekanälen jeweils die komplette Bandbreite abgedeckt wird, ändert sich die theoretisch erzielbare Entfernungsauflösung von

$$\Delta R_{\mathrm{tot}} = \frac{c_0}{2B_{\mathrm{tot}}} \tag{5.15}$$

nicht. Diese Auflösung ist jedoch nur bei Verwendung eines Rechteckfensters erreichbar, was wiederum zu starken Nebenmaxima im Radarbild führt.

Maximale eindeutig messbare Entfernung

Bei der maximalen eindeutig messbaren Entfernung muss zwischen der regelmäßigen und unregelmäßigen Unterträgerbelegung unterschieden werden. Im ersten Fall erhöht sich der Abstand der aktiv genutzten Unterträger eines virtuellen MIMO-Kanals um den Faktor P, wodurch die Abtastrate in Frequenzrichtung abnimmt. Dies führt dazu, dass der Eindeutigkeitsbereich

$$R_{\mathrm{ua,tot}}^{\mathrm{eq}} = \frac{N}{P} \cdot \Delta R_{\mathrm{tot}} \tag{5.16}$$

um den Faktor P gegenüber dem SISO-System abnimmt. Aus diesem Grund sollte sichergestellt werden, dass die Unterträgerzahl N nicht zu gering ist, um einen ausreichend großen Entfernungsbereich abdecken zu können. Gleichzeitig muss jedoch beachtet werden, dass N sowohl Auswirkungen auf $v_{\mathrm{ua,tot}}$ als auch auf $v_{\mathrm{max,tot}}$ hat, die beide bei steigender Unterträgerzahl abnehmen.
Darüber hinaus besteht die Möglichkeit, die Länge des zyklischen Präfixes auf $N_{\mathrm{cp}} = N/(PL)$ zu verkürzen, da dann die resultierende maximale Ausbreitungsdauer dem ebenfalls verringerten Eindeutigkeitsbereich entspricht. Dies hat letztlich den Vorteil einer gesteigerten Effizienz des Radarsystems, da beim Entfernen des zyklischen Präfixes im Empfänger immer auch ein entsprechend großer Anteil der aufgewendeten Energie verloren geht.
Bei der unregelmäßigen Belegung wird versucht, die Verringerung des zulässigen Entfernungsbereichs mithilfe eines *Compressed-Sensing*-Algorithmus zu verhindern, weshalb die maximale eindeutig messbare Entfernung

$$R_{\mathrm{ua,tot}}^{\mathrm{neq}} = N \cdot \Delta R_{\mathrm{tot}} \tag{5.17}$$

identisch zum SISO-Fall ist. Allerdings kommt auch der verwendete Optimierungsalgorithmus bei der Rekonstruktion des ursprünglichen Eindeutigkeitsbereichs irgendwann an seine Grenzen, da er im Allgemeinen umso besser funktioniert, je mehr Stützstellen er übergeben bekommt. Aus diesem Grund sollte ebenfalls N nicht zu klein und zusätzlich P nicht zu groß gewählt werden. Darüber hinaus kann auf diesem Weg nur die MIMO-bedingte Verringerung des Eindeutigkeitsbereichs verhindert werden und nicht die in Abschnitt 4.4.1 beschriebene Abnahme um den Faktor L aufgrund des Frequenzkamm-Verfahrens. Dies ist darauf zurückzuführen, dass der minima-

le Abstand zwischen zwei Unterträgern desselben Sendekanals nach wie vor $L \cdot \Delta f$ beträgt, woran auch die unregelmäßige Belegung nichts geändert hat.

Geschwindigkeitsauflösung

Die Geschwindigkeitsauflösung Δv hängt einzig von der Beobachtungsdauer T_{obs} sowie der genutzten Trägerfrequenz f_{c} ab. Solange diese Parameter des Radars konstant bleiben, ändert sich folglich auch die erreichbare Auflösung von

$$\Delta v_{\text{tot}} = \frac{c_0}{2 f_{\text{c}} T_{\text{obs}}} = \frac{c_0}{2 f_{\text{c}} M \left(T_0 + T_{\text{cp}}\right)} \tag{5.18}$$

gegenüber dem SISO-Fall in (4.23) nicht.

Maximale eindeutig messbare Geschwindigkeit

Verändert sich die Parametrisierung hinsichtlich Unterträgerzahl und Länge des zyklischen Präfixes ebenfalls nicht, so behält beim *Subcarrier Interleaving* auch der Eindeutigkeitsbereich in Geschwindigkeitsrichtung,

$$v_{\text{ua,tot}} = \pm \frac{M}{2} \Delta v, \tag{5.19}$$

seine Gültigkeit.

5.1.5 Vor- und Nachteile des Einsatzes von Compressed Sensing

Wie zuvor beschrieben, bietet das unregelmäßige *Subcarrier Interleaving* in Kombination mit dem *Compressed-Sensing*-Algorithmus eine Möglichkeit, die MIMO-bedingte Verringerung des Eindeutigkeitsbereichs in Entfernungsrichtung zu verhindern. Darüber hinaus tritt durch den angewandten Optimierungsalgorithmus auch noch eine Art Rauschunterdrückung (engl. *denoising*) auf. Hierbei bewirkt die Minimierung der ℓ_1-Norm, dass außerhalb der eigentlichen Ziele der Rauschpegel deutlich reduziert wird und sogar einzelne Zellen im Radarbild komplett zu Null gesetzt werden können. Allerdings erhöht sich

durch diesen Vorgang nicht der nutzbare Dynamikbereich zwischen stärkstem Ziel und den höchsten Rauschmaxima, sondern im Allgemeinen nur das durchschnittliche Signal-zu-Rauschverhältnis. Dies lässt sich dadurch begründen, dass trotz Verringerung des Rauschlevels einzelne Spitzen in Höhe des ursprünglichen Rauschens im Radarbild auftreten können, die jedoch keinem realen Ziel entsprechen. Diese Spitzen können in Folge dessen als Geisterziele interpretiert werden und lassen sich bei einer einzelnen Radarmessung nicht von anderen, tatsächlich existierenden, schwachen Zielen unterscheiden. Gleichzeitig können solche schwachen Ziele bei der Prozessierung verloren gehen, da sie letztlich als Rauschen gewertet und die entsprechenden Zellen zu Null gesetzt werden. Darüber hinaus kann insbesondere auch bei Objekten, die keine große zurückreflektierte Leistung aufweisen, die ausgegebene Amplitude des Zielmaximums deutlich vom erwarteten Wert abweichen. Dies ist darauf zurückzuführen, dass der Optimierungsalgorithmus kein lineares System darstellt, was dazu führt, dass keine wirkliche Vorhersage des Ergebnisses möglich ist. Das Resultat ist viel mehr von den Startwerten des *Compressed-Sensing*-Algorithmus, der maximalen Iterationszahl sowie den gewählten Abbruchkriterien abhängig. Insbesondere von den beiden letzten Faktoren hängt auch der benötigte Rechenaufwand ab, der im Gegensatz zu effizienten FFT-Operationen deutlich höher ist. Darüber hinaus lässt sich keine feste Rechenzeit angeben, sondern höchstens eine maximale Dauer, die sich an der zulässigen Höchstzahl an Iterationsschritten orientiert. Dieser Punkt spielt vor allem dann eine wichtige Rolle, wenn Echtzeitanforderungen an das Radarsystem gestellt werden.

5.2 Time-Division Multiplexing

Beim *Subcarrier Interleaving* lässt sich auf Grundlage von (4.24), (4.26) sowie $N_{\mathrm{cp}} = N/L$ mit $L \geq 1$ zeigen, dass

$$\begin{aligned} v_{\mathrm{max,tot}} &< v_{\mathrm{ua,tot}} \\ \frac{c_0 B}{20 f_{\mathrm{c}} N} &< \frac{c_0 B}{4 f_{\mathrm{c}} \left(N + N_{\mathrm{cp}}\right)} \\ \frac{1}{5} &< \frac{1}{1 + \frac{1}{L}} \qquad \text{q.e.d.} \end{aligned} \tag{5.20}$$

gilt. Für die in den folgenden Kapiteln gewählte Parametrisierung von $L = 4$ gilt sogar $v_{\text{ua,tot}} = 4\,v_{\text{max,tot}}$. Folglich kann der große Eindeutigkeitsbereich in Geschwindigkeitsrichtung nicht vollständig ausgenutzt werden, ohne durch den Verlust der Orthogonalität starke Performanzeinbußen hinnehmen zu müssen. Aus diesem Grund gewinnt auch TDM als MIMO-Verfahren eine gewisse Attraktivität, da hierbei zwar $v_{\text{ua,tot}}$ um die Anzahl an Sendekanälen abnimmt, nicht jedoch $v_{\text{max,tot}}$, da dieser Wert nur von der Anzahl an Unterträgern abhängt. Für das oben genannte Beispiel könnte mit $P = 4$ sogar $v_{\text{ua,tot}} = v_{\text{max,tot}}$ erreicht werden.

Bei TDM wird, wie in Abschnitt 2.1.2 beschrieben, jedes P-te Symbol demselben Sendekanal zugeordnet, wobei die Sender jeweils eine zeitliche Verschiebung um eine OFDM-Symbollänge zueinander aufweisen. In Verbindung mit dem Frequenzkamm-basierten OFDM-Radar-Verfahren ergibt sich hierdurch der in Abbildung 5.7 gezeigte Aufbau des OFDM-Rahmens.

Der sich daraus ergebende Vorteil ist, dass der Eindeutigkeitsbereich in Entfernungsrichtung

$$R_{\text{ua,tot}}^{\text{TDM}} = N \cdot \Delta R_{\text{tot}} \tag{5.21}$$

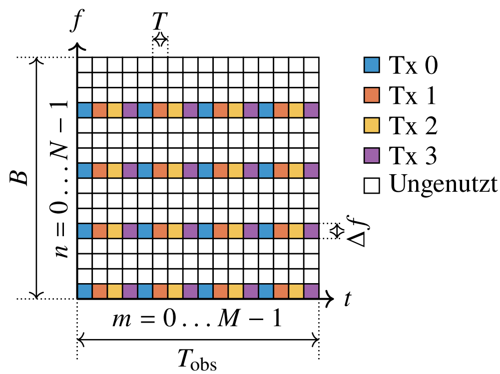


Abbildung 5.7: Aufbau des OFDM-Rahmens im Sender bei der Kombination von *Frequency Comb OFDM Radar* mit TDM als Multiplexverfahren

nicht mehr wie beim regelmäßigen *Subcarrier Interleaving* eingeschränkt wird, während gleichzeitig der Eindeutigkeitsbereich in Geschwindigkeitsrichtung

$$v_{\mathrm{ua,tot}}^{\mathrm{TDM}} = \pm\frac{1}{2}\frac{M}{P}\Delta v_{\mathrm{tot}} \tag{5.22}$$

an den maximalen Messbereich $v_{\mathrm{max,tot}}$ angeglichen werden kann.
Insbesondere bei den in Kapitel 7 folgenden Verifikationsmessungen liegt der Fokus jedoch primär auf den *Subcarrier-Interleaving*-basierten MIMO-Verfahren, weshalb die TDM-Methode an dieser Stelle nicht weiter vertieft werden soll. Auch MIMO-Ansätze auf Grundlage von CDM, die prinzipiell ebenfalls möglich sind, sollen deshalb nicht näher betrachtet werden.

6 Demonstratoraufbau

Um die Funktionalität des Frequenzkamm-Verfahrens anhand realer Messungen unter Beweis stellen zu können, wurde ein MIMO-fähiger Demonstrator entworfen und aufgebaut. Dieser umfasst neben zwei Mischerplatinen mit insgesamt vier Sende- und vier Empfangskanälen auch zwei Module zur Erzeugung der Kammfrequenzen für Sender und Empfänger. Zusätzlich wurden *Software-Defined Radios* vom Typ USRP X310 der Firma Ettus Research eingesetzt, um einerseits die notwendigen OFDM-Signale generieren und wieder empfangen zu können und andererseits, um die Sinusschwingungen zu erzeugen, aus denen die Kammfrequenzen abgeleitet wurden.
Für die Zeit- und Frequenzsynchronisation der beteiligten SDRs wurde eine sogenannte OctoClock-G [Ett20b] von Ettus Research eingesetzt. Die in diesem Gerät erzeugten *Pulse-per-Second* (PPS)- und 10 MHz-Signale wurden an alle angeschlossenen SDRs verteilt, die dann ihre internen Oszillatoren und Zeitbasen auf die extern zugeführten Referenzsignale synchronisieren konnten.

6.1 Sender

Auf der Sendeseite wurde zur Erzeugung des breitbandigen OFDM-Signals mit $L = 4$ Subbändern und $P = 4$ Sendekanälen eine Schaltung benötigt, die die entsprechende Umsetzung auf analogem Wege realisieren konnte. Wie sich bei Testmessungen zeigte, resultiert jedoch die direkte Mischung des Basisbandsignals mit dem Frequenzkamm in einem einzelnen passiven Mischer in sehr starken Intermodulationsprodukten, die die Dynamik des Radars deutlich verringert. Aus diesem Grund wurde stattdessen ein Konzept gewählt, bei dem das Basisbandsignal leistungsmäßig aufgeteilt und dann jeweils separat mit den einzelnen Kammfrequenzen gemischt wird. Die resultierenden Ausgangssignale werden danach wieder kombiniert, sodass sich das gewünschte breitbandige Signal ergibt, ohne jedoch von starken Intermodulationsprodukten gestört zu

sein.
In [8] wurde auf Basis dieses Konzepts ein SISO-System aus separaten Komponenten mit Koax-Anschlüssen realisiert. Aufgrund der hohen Anzahl an Mischern ($L \cdot P = 16$) sowie der Menge an notwendigen Versorgungs- und HF-Leitungen wurde für das MIMO-System alternativ eine kompakte Platine entworfen. Auf dieser wird parallel in vier Sendekanälen das jeweils eingespeiste OFDM-Signal mit den vier Kammfrequenzen des Senders gemischt und die dabei entstehenden Ausgangssignale wieder kombiniert und verstärkt. Abbildung 6.1 zeigt den entsprechenden Aufbau für einen der vier Sendekanäle. Das OFDM-Signal wird dabei nach der DA-Wandlung noch innerhalb der SDRs auf eine Zwischenfrequenz von 2,4 GHz gemischt, weil dann für die Mischung mit den Kammfrequenzen einfachere Zweiseitenbandmischer statt aufwendigeren IQ-Mischern eingesetzt werden können. Da hierbei passive Mischer zum Einsatz kommen, muss das Hochfrequenzsignal vor der Antenne noch verstärkt werden. Zur Unterdrückung von Spiegelspektren und Harmonischen, die beim Mischen und Verstärken entstehen können, wurden zudem entsprechende Filter in den Signalpfad integriert. Für den Aufbau der Schaltung standen jedoch keine Bandpässe mit passenden Mittenfrequenzen und Bandbreiten zur Verfügung, weshalb diese durch eine Hintereinanderschaltung von Tiefpass- und Hochpassfiltern realisiert wurden.
Die Mittenfrequenz des abgestrahlten Signals beträgt 6,025 GHz, wodurch sich das unterste Subband im Bereich des *Industrial, Scientific and Medical* (ISM)-Bands bei 5,875 GHz [Bun03] befindet. Aufgrund der Gesamtbandbreite von $B_{tot} = 400$ MHz war die ausschließliche Nutzung eines einzelnen ISM-Bands für die Verifikationsmessungen jedoch nicht möglich. Da die Messungen in einer elektromagnetisch abgeschirmten Kammer des IHE stattfanden, konnte trotzdem sichergestellt werden, dass keine anderen Spektrumnutzer während der Durchführung der Messungen beeinträchtigt wurden.
Das entworfene und gefertigte MIMO-Board des Senders ist in Abbildung 6.2 zu sehen. Die darin enthaltene Platine ist vierlagig aufgebaut, wobei die beiden inneren Lagen nur aus Masseflächen und Durchkontaktierungen bestehen. Als Substratmaterial wurde FR-4 gewählt, da dieses deutlich günstiger als spezielle HF-Substrate ist. Die sich daraus ergebenden, etwas höheren Leitungsverluste konnten bei der vorliegenden Anwendung jedoch noch toleriert werden.
Auf der untersten Lage werden auf der linken Seite die vier Kammfrequenzen eingespeist, wobei die genaue Zuordnung keine Rolle spielt, da nach den Mischern ohnehin die Signale aller vier Subbänder kombiniert werden und jeder der Signalpfade breitbandig genug ist. Allerdings darf die Zuordnung während

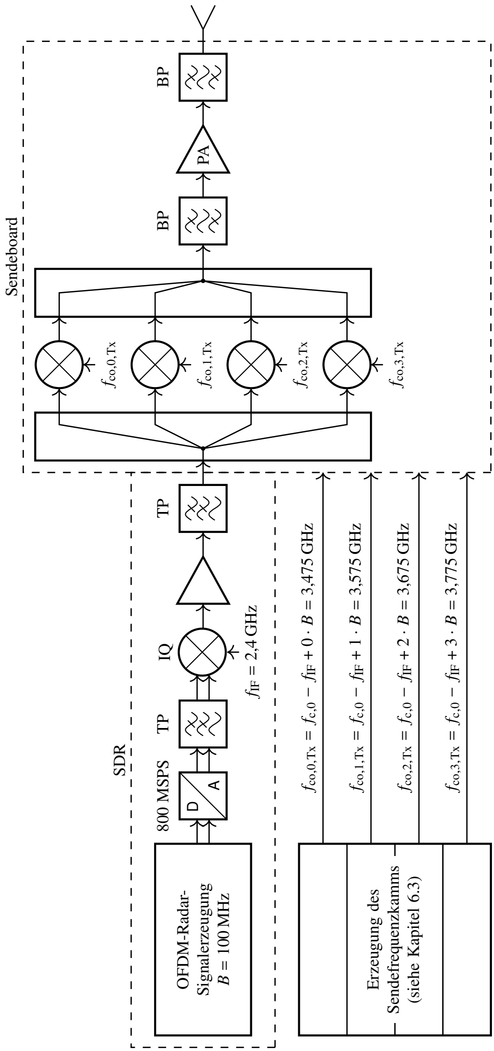


Abbildung 6.1: Blockdiagramm eines Kanals zur Erzeugung des breitbandigen Sendesignals, das aus vier Subbändern zusammengesetzt ist (Abbildung in Anlehnung an [8])

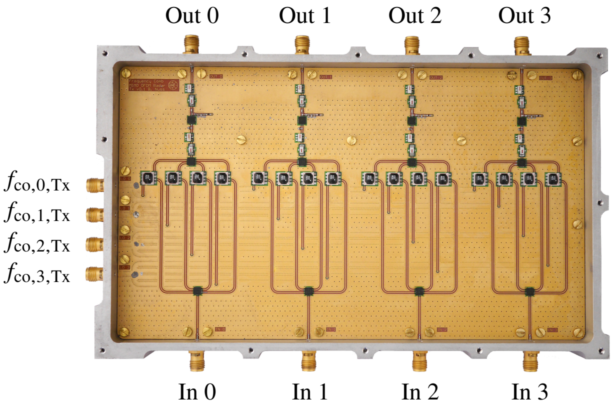


Abbildung 6.2: HF-Platine zum Erzeugen des breitbandigen Sendesignals

einer Messreihe nicht mehr geändert werden, da sonst die Kalibration aufgrund sich ändernder Phasenbeziehungen ihre Gültigkeit verliert.
Nach den Eingängen werden die Kammfrequenzsignale jeweils gleichmäßig auf vier Pfade aufgeteilt, die dann mithilfe von Durchkontaktierungen an den entsprechenden Stellen auf die Oberseite und dort zu den Mischereingängen geführt werden. Auf ähnliche Weise wird mit den vier OFDM-Signalen verfahren, die ebenfalls nach den Eingängen auf vier Pfade aufgeteilt und dann zu den Mischern geleitet werden. Dort werden sie dann jeweils mit den vier Kammfrequenzen hochgemischt, bevor alle vier Ausgangssignale der Mischer wieder mit einem Leistungskombinierer zusammengeführt werden.
Da beim Mischen Zweiseitenbandmischer eingesetzt werden, müssen die unerwünschten Seitenbänder mithilfe von Bandpässen herausgefiltert werden. Hierbei ist die hohe Zwischenfrequenz vorteilhaft, da das Spiegelspektrum weit genug vom gewünschten OFDM-Spektrum entfernt liegt. Anschließend werden die Signale noch verstärkt, bevor sie an die Ausgänge und damit an die Antennen übergeben werden. Der Leistungsverbrauch der Verstärker stellt dabei die einzige aktive Leistungsaufnahme des Sendeboards dar.
Das abgebildete Gehäuse kann zusätzlich mit einer Deckel- und einer Bodenplatte verschlossen werden. Im Deckel sind dabei Stege integriert, um einerseits die Isolation der vier MIMO-Kanäle untereinander zu erhöhen und um andererseits die Überkopplung zwischen den Zweigen innerhalb eines Kanals zu verringern. Bei Testmessungen zeigte sich jedoch, dass die Isolation bereits

ohne Verschließen des Gehäuses ausreichend ist, sodass bei Bedarf darauf verzichtet werden kann.

6.2 Empfänger

Der Aufbau des Empfangsboards weist starke Ähnlichkeiten zum Sender auf und besitzt ebenfalls vier Kanäle. Abbildung 6.3 zeigt exemplarisch das Blockdiagramm eines Empfangspfads, beginnend mit der Antenne bis hin zum AD-Wandler im SDR.
Nach dem Eingang auf Seiten der Antenne befindet sich zunächst ein Bandpass, der nur das gewünschte breitbandige OFDM-Signal durchlässt. Anschließend folgt ein Verstärker, dem nochmals ein Bandpassfilter nachgeschaltet ist, um Harmonische zu unterdrücken. Danach teilt sich das Signal auf vier Pfade auf, in denen jeweils eines der vier Subbänder mithilfe der Kammfrequenzen auf die Zwischenfrequenz $f_{\mathrm{IF}} = 2{,}4\,\mathrm{GHz}$ heruntergemischt wird. Nach der erneuten Kombination der vier Zweige folgt noch ein weiterer Bandpass, der sowohl das unerwünschte Spiegelspektrum der Zweiseitenbandmischer als auch die Subbänder, die neben der Zwischenfrequenz landen, unterdrückt. Danach verlassen die vier Empfangssignale das MIMO-Board und werden an je einen SDR-Kanal übergeben, wo sie dann mit einem IQ-Mischer ins Basisband heruntergemischt und abgetastet werden.
Wie das Foto der gefertigten Empfangsplatine in Abbildung 6.4 zeigt, werden die vier Kammfrequenzen identisch zum Sender von links eingespeist und auch das Verteilnetzwerk ist deckungsgleich aufgebaut. Der wesentliche Unterschied besteht darin, dass nun das breitbandige OFDM-Eingangssignal an den oberen Koax-Anschlüssen anliegt und der Signalfluss im Bild nach unten gerichtet ist, wo die Empfangs-SDRs angeschlossen werden. Die einzige Leistungsaufnahme des Boards entsteht auch hier nur bei den Verstärkern, da alle anderen Komponenten passiv sind.

6.3 Kammerzeugung

Bei der Erzeugung der Kammfrequenzen ist von besonderer Wichtigkeit, dass diese sowohl in der Frequenz als auch in der Phase synchronisiert sind. Ist

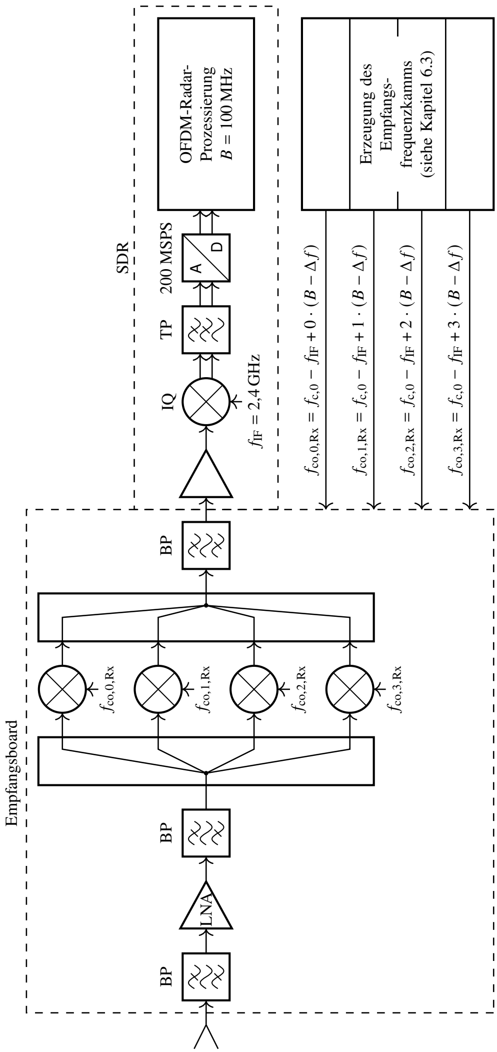


Abbildung 6.3: Blockdiagramm eines Empfangspfads, in dem die vier Subbänder des empfangenen Signals beim Heruntermischen in einem gemeinsamen Band überlagert werden (Abbildung in Anlehnung an [8])

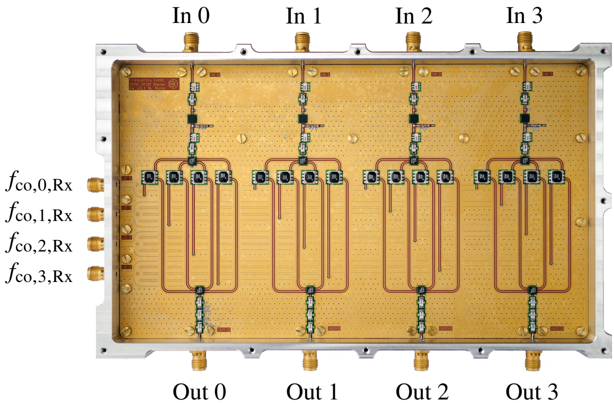
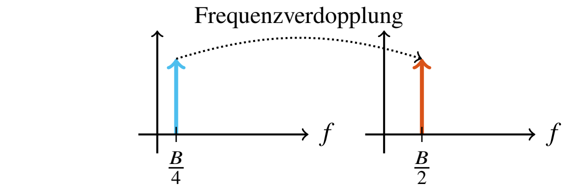


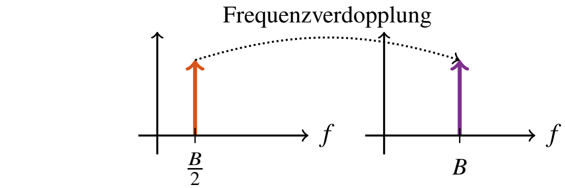
Abbildung 6.4: HF-Platine zum Heruntermischen und Überlagern der einzelnen Subbänder des breitbandigen Empfangssignals

dies nicht der Fall, können Frequenzabweichungen zu einer Verschiebung der Subbänder untereinander führen. Dies hätte sowohl einen Verlust der Orthogonalität bei der empfangsseitigen Kombination im Basisband als auch unterschiedliche Dopplerfrequenzschätzungen bei der Auswertung zur Folge. Sich ändernde relative Phasen zwischen den Kammfrequenzen bei aufeinanderfolgenden Messungen verhindern wiederum die notwendige Kalibration, da die Werte der Referenzmessung nicht mehr zur eigentlichen Messung passen. Aus diesem Grund sollten die Kammfrequenzen, zumindest jeweils innerhalb des Senders und Empfängers, von einer einzigen Signalquelle abgeleitet werden. Dies gilt auch für den Fall, dass die Frequenzkämme nicht als Ganzes zum Mischen mit dem OFDM-Signal verwendet werden, sondern dieses stattdessen separat mit den einzelnen Kammfrequenzen gemischt wird.
Da der Abstand der Kammfrequenzen im Verhältnis zur Trägerfrequenz gering ist, bietet sich die Erzeugung der einzelnen Kammlinien im Basisband an, verbunden mit einem anschließenden Hochmischen in den gewünschten Frequenzbereich. Eine einfache Möglichkeit, den Kamm auf diese Art zu erzeugen, ist im Folgenden beschrieben und in Abbildung 6.5 grafisch veranschaulicht. Aufgrund des stark nichtlinearen Verhaltens der Mischer muss das Verfahren für den Einsatz im Demonstrator jedoch noch leicht abgewandelt werden.
Für den Sender werden $L = 4$ Kammfrequenzen mit einem Abstand von $B = 100\,\mathrm{MHz}$ benötigt. Im Empfangsfall ist der Abstand dem gegenüber leicht

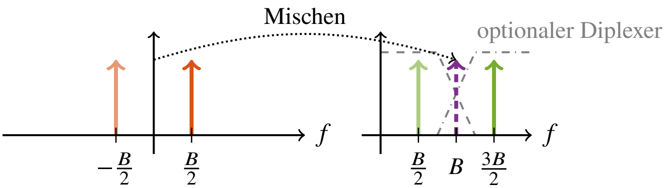
verringert auf $B - \Delta f = 99{,}804\,687\,5$ MHz. Wird der Basisbandkamm dabei als Ganzes mit einem einfachen Zweiseitenbandmischer hochgemischt, müssen im Basisband nur zwei Frequenzen bei $B/2$ und $3B/2$ (im Empfänger $(B - \Delta f)/2$ und $3(B - \Delta f)/2$) erzeugt werden, da sich die Frequenzen im zweiten Seitenband unterhalb des Lokaloszillators von selbst ergeben. Allerdings lässt sich insbesondere die zweite Frequenz nicht direkt mit den USRPs erzeugen, da deren nutzbare Abtastrate auf $f_s = 100$ MHz beschränkt ist. Im Fall reellwertiger Ausgangssignale können daher maximal Frequenzen bis 50 MHz erzeugt werden.
Insbesondere im Empfangsfall würde sich beim Versuch, die Grundfrequenz $(B - \Delta f)/2$ direkt zu erzeugen, noch eine zusätzliche Problematik ergeben. Denn durch die periodische Wiederholung des Ausgangsspektrums (siehe Abschnitt 3.1) würde eine unerwünschte Frequenzlinie bei $f_s - (B - \Delta f)/2 = (B + \Delta f)/2$ entstehen. Diese liegt in einem Abstand von nur Δf direkt neben der gewünschten Linie bei $(B - \Delta f)/2$ und kann daher nicht mit vertretbarem Aufwand herausgefiltert werden. Eine mögliche Abhilfe besteht darin, die im USRP erzeugte Frequenz zu halbieren, sodass die gewünschte Frequenzlinie und deren periodische Wiederholung weit genug auseinander liegen und letztere somit vom *Anti-Imaging*-Filter unterdrückt werden kann. Allerdings muss dann ein Frequenzverdoppler nachgeschaltet werden, um wieder die gewünschten Frequenzen von $B/2$ bzw. $(B - \Delta f)/2$ zu erhalten (siehe Abbildung 6.5a). Um hieraus die zweite benötigte Frequenzlinie bei $3B/2$ zu erzeugen, kommen zwei unterschiedliche analoge Schaltungen in Frage, wobei die einfachste aus einem Verdreifacher besteht. Allerdings hat dieser den Nachteil, dass im Anschluss mithilfe von Dämpfungsgliedern oder Verstärkern die Amplituden der beiden Frequenzlinien aneinander angeglichen werden müssen, um möglichst bei allen Kammfrequenzen gleiche Leistungen zu erzielen.
Die andere Variante umgeht dieses Problem weitestgehend, benötigt dafür allerdings ein zusätzliches Bauteil. Sie ist darüber hinaus deutlich einfacher skalierbar, falls mehr als vier Kammfrequenzen benötigt werden und die Anzahl eine Zweierpotenz darstellt. Hierfür muss, wie in Abbildung 6.5b dargestellt, nochmals eine Frequenzverdopplung auf B vorgenommen werden. Das Resultat kann dann als Lokaloszillatorsignal verwendet werden, um das Signal bei $B/2$ in einem Zweiseitenbandmischer hochzumischen (siehe Abbildung 6.5c). Dabei entstehen am Ausgang zwei nahezu gleichstarke Signale bei $B - B/2 = B/2$ und $B + B/2 = 3B/2$, die den geforderten Kammlinien im Basisband entsprechen. Werden diese beiden Frequenzen nun in einem weiteren Zweiseitenbandmischer mit der Frequenz $f_{\mathrm{LO_{co}},\mathrm{Tx}}$ hochgemischt, ergibt sich



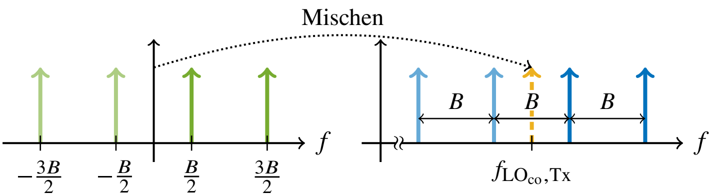
(a) Verdopplung der vom USRP kommenden Eingangsfrequenz $B/4$ auf $B/2$



(b) Nochmalige Verdopplung von $B/2$ auf B



(c) Mischen der Schwingung bei $f = B/2$ mit der Trägerfrequenz B in einem Zweiseitenbandmischer. Optional kann ein Diplexer eingesetzt werden, um die beiden Frequenzlinien zu separieren, falls die Kammfrequenzen später einzeln benötigt werden.



(d) Mischen des Frequenzkamms mit der Lokaloszillatorfrequenz $f_{\mathrm{LO_{co}},\mathrm{Tx}}$ in einem Zweiseitenbandmischer

Abbildung 6.5: Schematische Darstellung der schrittweisen Erzeugung des Sendekamms

der in Abbildung 6.5d dargestellte Kamm aus vier Frequenzen.
Da bei anfänglichen Tests, in denen der gesamte Frequenzkamm zum Mischen verwendet wurde, zu starke Intermodulationsprodukte auftraten, musste ein Weg gefunden werden, die Kammfrequenzen zu separieren. Da deren Frequenzabstand im Verhältnis zur Zielfrequenz jedoch sehr klein ist, war eine Separation auf sinnvollem Wege nur im Basisband möglich. Hierfür wurde ein Diplexer aus diskreten Kapazitäten und Induktivitäten entworfen (siehe Anhang A.2.1), dessen idealisierte Übertragungsfunktion in Abbildung 6.5c als optionale Kurve eingezeichnet ist. Um die jeweiligen Basisbandfrequenzen bei $B/2$ und $3B/2$ in den gewünschten HF-Bereich zu mischen, konnten darüber hinaus nun keine Zweiseitenbandmischer mehr eingesetzt werden. Stattdessen musste auf IQ-Mischer zurückgegriffen werden, damit immer nur eines der beiden Seitenbänder aus dem Mischvorgang resultiert. Um aus den reellwertigen Ausgangssignalen des Diplexers die notwendigen IQ-Basisbandsignale zu bekommen, wurden 90°-Quadratur-Hybridkoppler eingesetzt. Das entsprechende Blockschaltbild der Gesamtschaltung zur Erzeugung der vier Kammfrequenzen ist in Abbildung 6.6 dargestellt.
Um die Reinheit des Ausgangsspektrums weiter zu erhöhen, wurden neben dem Diplexer weitere Filter integriert (siehe Anhang A.2.2), die insbesondere Harmonische nach den Frequenzvervielfachern und Verstärkern unterdrücken sollen. Der Übersichtlichkeit halber sind die Verstärker im Blockschaltbild jedoch nicht dargestellt. Sie haben vor allem die Aufgabe, Verluste in den passiven Frequenzverdopplern und Mischern auszugleichen sowie die dafür notwendigen Eingangsleistungen zur Verfügung zu stellen. Außerdem müssen am Ausgang der Platine ausreichend hohe Speiseleistungen für die nachfolgenden Mischer, die für die Verschiebung des OFDM-Signals in den Zielfrequenzbereich genutzt werden, zur Verfügung stehen.
Die gefertigte und aufgebaute Platine zur Kammerzeugung samt Gehäuse ist in Abbildung 6.7 dargestellt. Sie ist für die Erzeugung der Kammfrequenzen im Sende- und Empfangsfall identisch aufgebaut, muss je nach Anwendungsfall aber mit leicht unterschiedlichen Eingangs- und LO-Frequenzen gespeist werden. Die Frequenzen für den Sendefall sind in den Abbildungen 6.6 und 6.7 schwarz gedruckt, während im Empfangsfall die rot markierten Werte gültig sind.

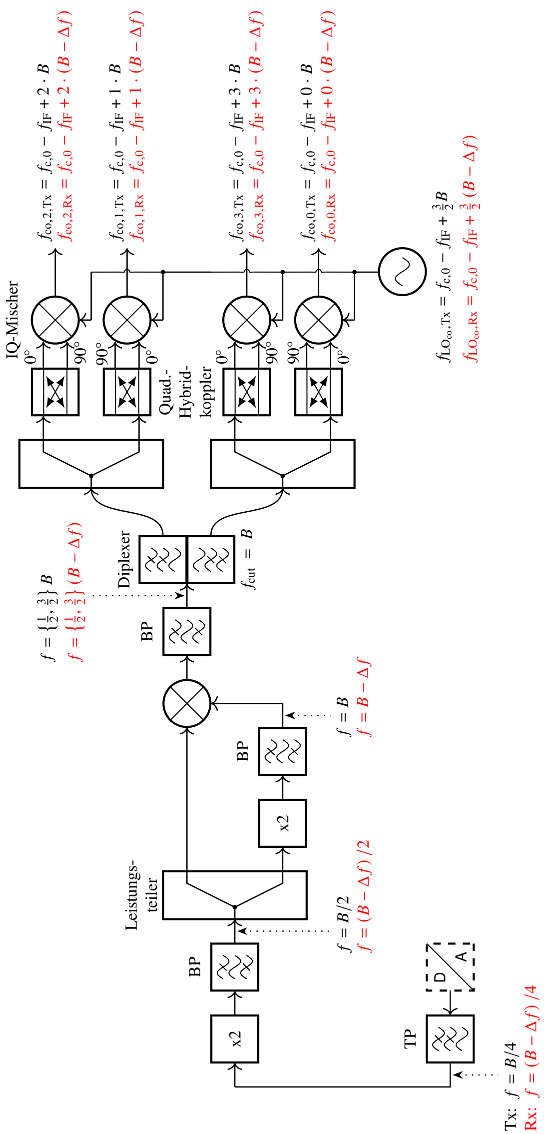


Abbildung 6.6: Blockdiagramm der Schaltung zur Kammerzeugung (schwarz: Tx, rot: Rx)

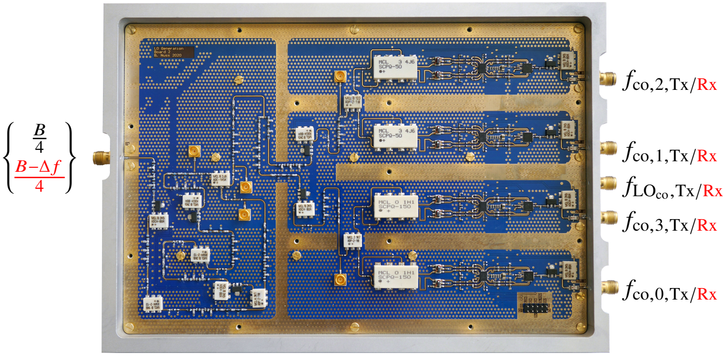


Abbildung 6.7: HF-Platine zur Erzeugung der vier Kammfrequenzen aus einem gemeinsamen, digital erzeugten Referenzsignal (schwarz: Tx, rot: Rx)

6.4 MIMO-Antenne

Für die Messungen wurde eine MIMO-Antenne benötigt, mit deren Hilfe das in Abschnitt 2.5.1 beschriebene Konzept des virtuellen Antennenarrays umgesetzt werden konnte. Um einen möglichst großen Eindeutigkeitsbereich beim Azimutwinkel zu erreichen, sollten die Antennen des Empfangsarrays in einem Abstand angeordnet werden, der der halben Freiraumwellenlänge entspricht. Die Gesamtzahl der Sende- und Empfangsantennen war dabei durch die maximale Kanalanzahl auf Seiten der USRPs vorgegeben, deren Gesamtdatenrate zum PC beschränkt ist. Konkret konnten $P = 4$ Sende- und $Q = 4$ Empfangsantennen realisiert werden.
Die am einfachsten zu fertigende Antennenform, mit der aufgrund ihrer Größe auch der geforderte minimale Antennenabstand eingehalten werden konnte, stellte die Patchantenne dar. Allerdings mussten die Einzelelemenete gleichzeitig die geforderte Gesamtbandbreite von $B_{\mathrm{tot}} = L \cdot B = 400\,\mathrm{MHz}$ bei einer Mittenfrequenz von $f_{\mathrm{c}} = 6{,}025\,\mathrm{GHz}$ abdecken. Dies ist bei der Patchantenne in ihrer Grundform jedoch nicht gegeben, da sie dann nur eine relative Bandbreite zwischen 2 % und 5 % aufweist [Poz92]. Aus diesem Grund wurde das Patch um zwei seitlich angebrachte parasitäre Elemente ergänzt (siehe Anhang A.1.1). Bei Radarmessungen stellt darüber hinaus oftmals die Überkopplung zwischen den Sende- und Empfangsantennen ein sehr starkes Ziel dar, das die Aussteuerung der DACs und ADCs beeinflusst. Aus diesem Grund wurde die MIMO-

Antenne so entworfen, dass die Überkopplung möglichst klein ausfällt. Hierfür wurde ähnlich zu [23] auf Metallbarrieren zwischen dem Sende- und Empfangsarray zurückgegriffen, die eine direkte Ausbreitung des Felds zwischen den jeweiligen Antennenelementen unterbinden. Außerdem wurden die Patchantennen so ausgerichtet, dass zwischen den beiden Arrays die Kopplung über die H-Ebene der Einzelelemente erfolgt, da in diesem Fall die übergekoppelte Leistung mit dem Abstand schneller abfällt als bei einer Kopplung über die E-Ebene [Poz82]. Eine detaillierte Beschreibung der Grundidee des Aufbaus der MIMO-Antenne findet sich in [Fen16].
Das entsprechend den Vorgaben entworfene und hergestellte 4×4-MIMO-Array ist in Abbildung 6.8 dargestellt. Das obere Array aus vier Elementen mit einem Abstand von jeweils $d_{\mathrm{Rx}} = \lambda_{\mathrm{c}}/2$ bildet die Empfangsantenne, während beim Sender in der unteren Hälfte der Abstand zwischen den Einzelelementen $d_{\mathrm{Tx}} = Q \cdot d_{\mathrm{Rx}} = 2\lambda_{\mathrm{c}}$ beträgt. Prinzipiell können die Antennenarrays jedoch auch umgekehrt verwendet werden, sodass die obere Reihe den Sender und die untere den Empfänger darstellt.

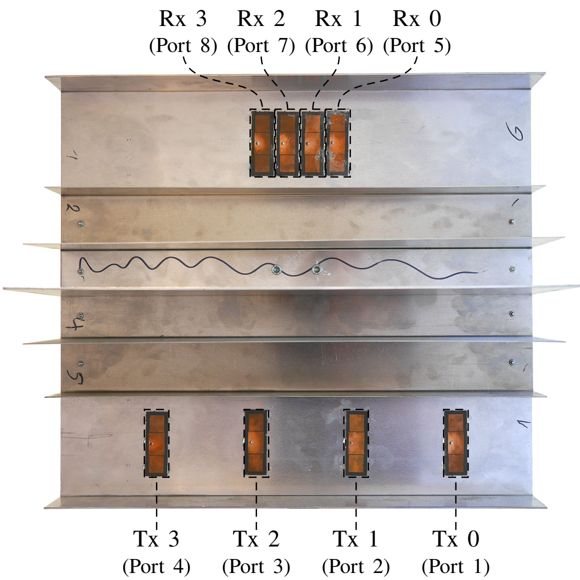


Abbildung 6.8: MIMO-Antenne mit vier Sendern (unten) und vier Empfängern (oben)

6.5 Messaufbau

Der Gesamtaufbau des Demonstrators wurde in der Antennenmesskammer des Instituts für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) betrieben, um so in einer definierten Umgebung Testmessungen durchführen zu können. Wie Abbildung 6.9 zeigt, wurden dabei die vier Ein- und Ausgänge des Sende- und Empfangsboards an insgesamt vier USRPs angeschlossen. Diese besitzen wiederum jeweils zwei Kanäle, die entweder als Sender oder als Empfänger konfiguriert werden können. Ein fünftes USRP wurde darüber hinaus dazu verwendet, um die Schwingungen bei $B/4$ bzw. $(B-\Delta f)/4$ zu erzeugen, aus denen auf den entsprechenden Boards die Kammfrequenzen für den Sender und Empfänger abgeleitet wurden. Hierbei genügte ein einzelner Kanal eines USRPs, da die Schwingung des Senders auf dem I-Pfad und die des Empfängers auf dem Q-Pfad im Basisband erzeugt werden konnten. Zusätzlich wurden zwei Signalgeneratoren verwendet, um die Lokaloszillatorsignale zum Hochmischen der Kammfrequenzen zu erzeugen. Alle Generatoren, SDRs und Messgeräte wurden dabei, wie eingangs erwähnt, mithilfe einer OctoClock-G synchronisiert. Die USRPs

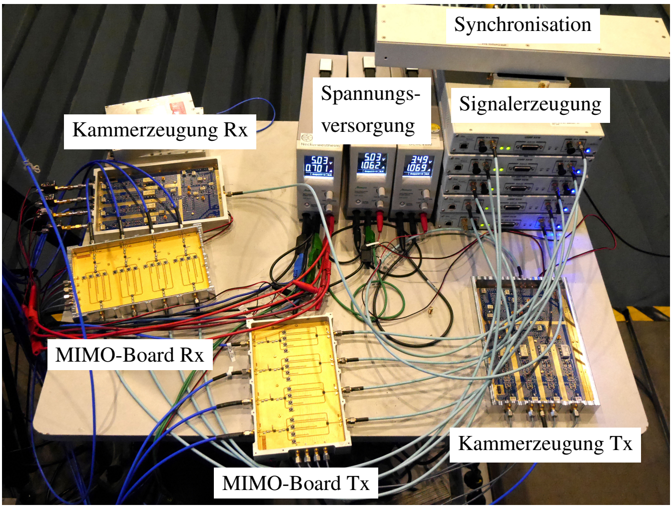


Abbildung 6.9: Gesamtaufbau einschließlich Verkabelung des Demonstrators (ohne Antennen)

waren darüber hinaus mit je einem 10 GBit-Ethernetkabel an einen leistungsstarken Host-PC angeschlossen, der den Transfer der Sende- und Empfangsdaten mit einer Abtastrate von 100 MSPS und einer Datengröße von 32 Bit pro IQ-Wert ermöglichte. Aufgrund der dabei insgesamt anfallenden Datenrate von $9 \cdot 32\,\text{Bit} \cdot 100\,\text{MSPS} = 28{,}8\,\text{GBit/s}$, mit der gleichzeitig auch ein Speicherzugriff auf den RAM des Host-PCs verbunden war, konnten mit dem System nur maximal 4 ms lange Messsequenzen aufgenommen werden.
Auf der jeweiligen Ausgangs- bzw. Eingangsseite des Sende- und des Empfangsboards waren, wie in Abbildung 6.10 zu sehen, die Arrayelemente der MIMO-Antenne über Koaxialkabel angeschlossen. Im Unterbau des fahrbaren Tischs ist darüber hinaus der erwähnte Host-PC sowie dessen Verbindungen zu den USRPs erkennbar.

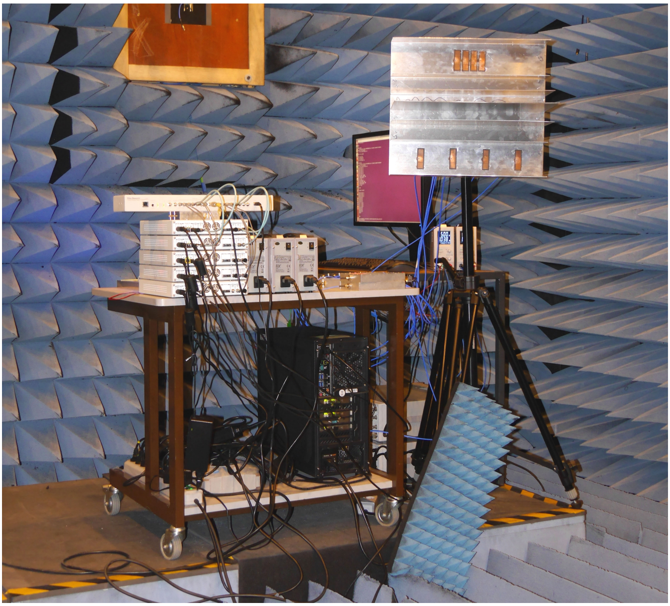


Abbildung 6.10: Gesamtansicht des Demonstrators in der Antennenmesskammer des IHE

7 Verifikationsmessungen

Mithilfe des in Kapitel 6 vorgestellten Demonstrators konnten Messungen durchgeführt werden, die die Funktions- und Leistungsfähigkeit des Frequenzkamm-basierten OFDM-Radar-Verfahrens unter Beweis stellen. Hierfür wurde in der Antennenmesskammer des IHE ein Messaufbau konzipiert, mit dessen Hilfe das Verfahren anhand realer Radarmessungen getestet werden konnte. Im Vordergrund stand dabei zum einen die Demonstration der Trennfähigkeit zweier nah beieinander platzierter Objekte und zum anderen das Verhalten bei sich schnell bewegenden Zielen. Der Grund hierfür ist, dass bei beiden Anwendungsfällen das entworfene Frequenzkammschema vorteilhaft eingesetzt werden konnte. Da die räumliche Begrenzung der Messkammer jedoch verhinderte, dass sich tatsächlich Objekte mit sehr hohen Geschwindigkeiten bewegten, kam ein analoger Radarzielsimulator (engl. *radar target simulator*, kurz RTS) zum Einsatz. Dieser konnte die zum Demonstrator zurückgesandte Welle mit einem zusätzlichen Frequenzoffset versehen, welcher sich beim zu testenden Radar vergleichbar zu einer Dopplerverschiebung verhielt.

7.1 Parametrisierung

Die Parametrisierung des Demonstrators musste sich im Wesentlichen an der verfügbaren Hardware sowie der Leistungsfähigkeit der SDRs und des Host-PCs orientieren. Die beiden letzteren wiesen eine limitierte Abtast- und Datenrate sowie eine Begrenzung des verfügbaren Speichers auf. Aus diesem Grund war zum einen die Bandbreite B, wie in Tabelle 7.1 angegeben, auf 100 MHz beschränkt und zum anderen war nur das Senden und Empfangen von maximal 400 000 IQ-Werten möglich. Danach traten bei den SDRs unter anderem in Folge von Speicherüberläufen Fehler auf. Diese Einschränkung hatte vor allem Auswirkungen auf die Festlegung der Unterträgerzahl N und der Anzahl an OFDM-Symbolen M pro Messzyklus, da deren Produkt die Länge des

Tabelle 7.1: Parametrisierung des Messsystems

Symbol	Parameter	Wert
$f_{c,0}$	Trägerfrequenz des niedrigsten Subbands	5,875 GHz
L	Anzahl an Subbändern	4
N	Mögliche Unterträger pro Subband	512
N_{cp}	Länge des zyklischen Präfixes	$N/4 = 128$
M	OFDM-Symbole pro Rahmen	512
P	Anzahl an Sendeantennen	4
Q	Anzahl an Empfangsantennen	4
B	Signalbandbreite eines Subbands	100 MHz
B_{tot}	Gesamtbandbreite	400 MHz
T_0	OFDM-Symboldauer (ohne CP)	5,12 µs
T_{cp}	Dauer des zyklischen Präfixes	1,28 µs
T	OFDM-Symboldauer (mit CP)	6,40 µs
T_{obs}	Beobachtungs-/Messdauer	3,28 ms
ΔR	Entfernungsauflösung eines Subbands	1,5 m
ΔR_{tot}	Entfernungsauflösung der komb. Subbänder	37,5 cm
$R^{eq}_{ua(,tot)}$	Max. Entfernungseindeutigkeitsbereich (äquidistanter Unterträgerabstand)	48 m
$R^{neq}_{ua(,tot)}$	Max. Entfernungseindeutigkeitsbereich (nicht-äquidistanter Unterträgerabstand)	192 m
$R_{max(,tot)}$	Max. Entfernung bedingt durch CP-Länge	192 m
Δv	Geschwindigkeitsauflösung	7,6 m/s
$v_{ua(,tot)}$	Max. Geschwindigkeitseindeutigkeitsbereich	±1945 m/s
$v_{max(,tot)}$	Max. Geschwindigkeit bedingt durch Unterträgerabstand	±486 m/s
$G_{P,tot}$	Prozessierungsgewinn eines virt. Tx-Rx-Kanals	48,2 dB
d_{Tx}	Abstand der Sendeantennen	$2\lambda_c = 9{,}96$ cm
d_{Rx}	Abstand der Empfangsantennen	$\lambda_c/2 = 2{,}49$ cm
ψ_{HPBW}	Halbwertsbreite des virtuelle Arrays	6,3°

OFDM-Rahmens bestimmte. Zusätzlich mussten auch noch die Abtastwerte der zyklischen Präfixe berücksichtigt werden. Für eine Wahl von $N = M = 512$ und $N_{\text{cp}} = N/4$ ergab sich eine Rahmenlänge von $(N + N_{\text{cp}}) \cdot M = 327\,680$, womit die maximal zulässige Zahl von 400 000 nicht überschritten wurde. In diesem Zusammenhang durfte N nicht zu klein gewählt werden, da sich die Anzahl an aktiv genutzten Unterträgern im MIMO-Fall auf $N/(LP)$ reduzierte. Dies hatte auch eine Verringerung des Entfernungseindeutigkeitsbereichs zur Folge, der bei der vorliegenden Wahl der Parameter $R_{\text{ua}} = 48\,\text{m}$ betrug, sofern ein äquidistanter Unterträgerabstand zu Grunde gelegt wurde. Im Fall von unregelmäßigen Abständen in Verbindung mit einem *Compressed-Sensing*-Algorithmus konnte der Eindeutigkeitsbereich um den Faktor P auf $R_{\text{ua}} = 192\,\text{m}$ vergrößert werden. Eine zu hohe Wahl für N hätte andererseits dazu geführt, dass die maximal tolerierbare Geschwindigkeit v_{max} deutlich kleiner ausgefallen wäre. Dies wiederum hätte den Nachweis, dass das Verfahren auch bei sehr hohen Relativgeschwindigkeiten der Zielobjekte funktioniert, stark beeinträchtigt.

Durch die Limitierung der maximalen Rahmenlänge war gleichzeitig auch die erreichbare Doppler- bzw. Geschwindigkeitsauflösung festgelegt, da diese umgekehrt proportional zur Messdauer T_{obs} ist. Für die aus N, N_{cp} und M resultierende Dauer eines OFDM-Rahmens von 3,28 ms ergab sich bei den Messungen eine Geschwindigkeitsauflösung von $\Delta v = 7{,}6\,\text{m/s} = 27{,}4\,\text{km/h}$. Außerdem betrug der Prozessierungsgewinn für einen einzelnen der $P \cdot Q$ virtuellen Tx-Rx-Kanäle $G_{\text{P,tot}} = NM/P \mathrel{\hat{=}} 48{,}2\,\text{dB}$.

Dass N und M bei der Parametrisierung Zweierpotenzen darstellten, hatte den Vorteil, dass bei der Radarsignalverarbeitung effiziente FFTs und IFFTs eingesetzt werden konnten. Gleichzeitig war die Festlegung der Anzahl an Sende- und Empfangskanälen, P bzw. Q, durch die begrenzte Datenrate und den verfügbaren Speicher limitiert. Das beste Verhalten zeigte sich dabei für eine gleichmäßige Auslastung der Verbindung zwischen Host-PC und SDRs, was unter Berücksichtigung einer insgesamt möglichst hohen Kanalanzahl zu $P = Q = 4$ führte. Auf dieser Basis wurde auch die in Abschnitt 6.4 beschriebene MIMO-Antenne entworfen.

Die Wahl von $L = 4$ stellte hingegen einen Kompromiss zwischen hoher Bandbreitenvergrößerung und Hardwarekomplexität dar, da mit einer Erhöhung der Anzahl an Kammfrequenzen bei der verwendeten Hardwarearchitektur auch eine Zunahme der notwendigen Mischer einhergegangen wäre. Durch eine Vergrößerung der Bandbreite um den Faktor vier konnte die theoretische Entfernungsauflösung von $\Delta R = 1{,}5\,\text{m}$ eines einzelnen Subbandes auf $\Delta R_{\text{tot}} = 37{,}5\,\text{cm}$ bei Betrachtung aller Bänder verbessert werden.

7.2 Messszenario

Um Verifikationsmessungen durchführend zu können, wurde der Messaufbau in der Antennenmesskammer des IHE platziert. Diese wies Abmessungen von circa 4,0 m × 6,5 m auf und war mit HF-Absorbern ausgekleidet, die Reflexionen von den Wänden, der Decke und dem Boden weitestgehend unterdrücken. Wurden in der Messkammer nun Zielobjekte platziert, konnte deren Einfluss auf die Radarmessungen gezielt untersucht werden, ohne durch unerwünschte Reflexionen gestört zu werden. Abbildung 7.1 zeigt den Blick vom Demonstrator hinein in die Absorberkammer, in der sich in diesem Fall zwei Tripelspiegel (engl. *corner reflector*) mit einem Radarrückstreuquerschnitt von jeweils circa 26 m^2 bei 6,025 GHz befanden. Durch Verringerung des radialen Abstands der beiden Winkelreflektoren konnten diese so nah beieinander platziert werden, dass eine Separation in der Radarmessung nicht mehr möglich war, sofern nur ein einzelnes Subband ausgewertet wurde. Erst nach der Kombination aller vier Subbänder entsprechend des in dieser Arbeit vorgestellten *Frequency-*

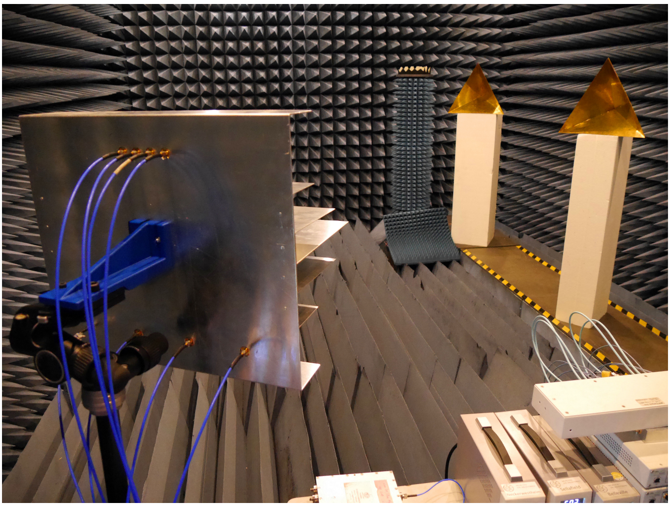


Abbildung 7.1: Szenario mit zwei statischen Zielen, die in unterschiedlichen Entfernungen und Winkeln vor der MIMO-Antenne in der Absorberkammer des IHE platziert waren

Comb-OFDM-Radar-Verfahrens und der damit einhergehenden Verbesserung der Entfernungsauflösung war die Trennung der Ziele wieder möglich.

7.2.1 Analoger Radarzielsimulator zur Erzeugung bewegter Ziele

Da die Antennenmesskammer des IHE nur eine begrenzte Größe aufwies und gleichzeitig durch die Beschränkungen der Messhardware nur eine relativ große Geschwindigkeitsauflösung möglich war, konnten mithilfe von Tripelspiegeln ausschließlich statische Objekte vermessen werden. Um das entworfene Verfahren und den Demonstrator trotzdem auch in dynamischen Szenarien testen zu können, wurde auf einen anlogen Radarzielsimulator zurückgegriffen. Dieser wurde speziell für die durchgeführten Messungen mithilfe von Signalgeneratoren und diskreten Komponenten aufgebaut und erlaubte die Erzeugung eines dynamischen Punktziels mit nahezu beliebigen Geschwindigkeiten. Eine detaillierte Beschreibung des Aufbaus findet sich im Anhang A.3, während die reale Umsetzung in Bild 7.2 zu sehen ist.

7.3 Signalspektren

Zur Überprüfung der Funktionsfähigkeit der einzelnen Schaltungen und Komponenten wurden vor der Inbetriebnahme des Gesamtsystems die jeweiligen Ausgangsspektren separat gemessen und analysiert. Teilweise waren hierfür auf den Boards zusätzliche Testpunkte an markanten Stellen vorgesehen, die auch Messungen zwischen den Komponenten auf den Platinen erlaubten. In Abhängigkeit der Messergebnisse hätten darüber hinaus insbesondere auf den Kammerzeugungsboards die Eingangsleistungen einiger aktiven Komponenten noch mit optionalen Pi-Dämpfungsgliedern reduziert werden können, falls zu starke Intermodulationsprodukte aufgetreten wären.

7.3.1 Kammspektrum

Die jeweils $L = 4$ Kammfrequenzen für den Sender und Empfänger wurden bei den Kammerzeugungsboards einzeln ausgegeben, damit das OFDM-Signal in

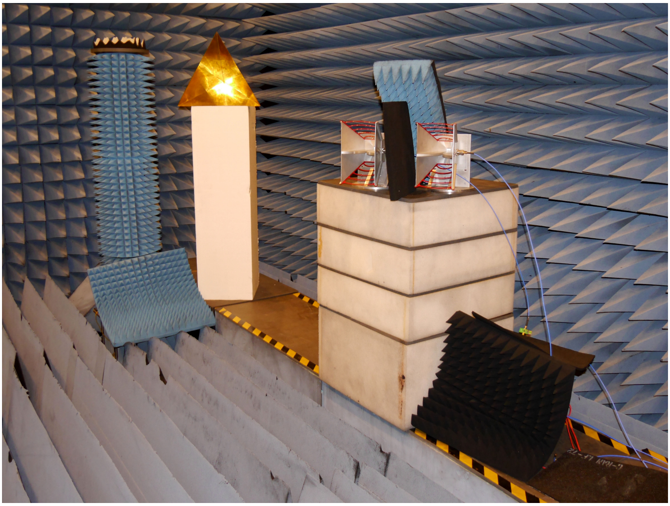


Abbildung 7.2: Szenario mit einem statischen Ziel links und den Antennen des analogen Radarzielsimulators rechts

separaten Mischern hoch- bzw. heruntergemischt werden konnte. Abbildung 7.3 zeigt exemplarisch die zugehörigen Ausgangsspektren im Sendefall, die mithilfe eines Spektrumanalysators gemessen wurden. Alle Kammfrequenzen wiesen dabei den geforderten Abstand von $B = 100\,\text{MHz}$ sowie eine ausreichend hohe Ausgangsleistung auf, um die passiven Mischer auf dem Sendeboard zu treiben. Tabelle 7.2 fasst diesbezüglich alle wichtigen Messwerte der Spektren zusammen. Von besonderem Interesse waren hierbei neben der Ausgangsleistung vor allem die Seitenbandunterdrückung sowie der sogenannte *Spurious-Free Dynamic Range* (SFDR), welcher den Abstand zwischen der Leistung der gewünschten Schwingung und der höchsten Störung bzw. Nebenaussendung angibt. Die Seitenbandunterdrückung wurde dabei vor allem von den Phasen- und Amplitudenabweichungen der 90°-Hybridkoppler sowie der IQ-Mischer bestimmt, da alle differentiellen Leitungen für die Inphasen- und Quadraturkomponenten nahezu gleichlang ausgelegt waren. Der SFDR hingegen wurde in diesem Fall hauptsächlich durch Intermodulationsprodukte in aktiven Komponenten wie beispielsweise den Verstärkern bestimmt, da die größten Störungen meistens oberhalb des Seitenbandlevels lagen. Hierbei musste ein Kompromiss zwischen

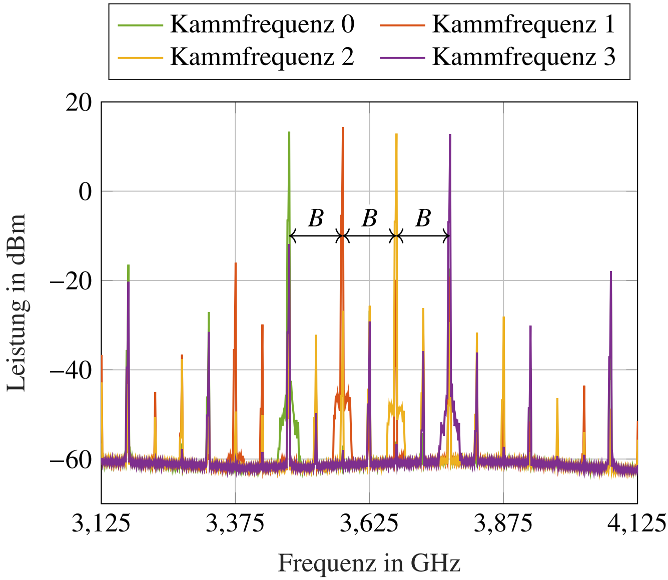


Abbildung 7.3: Mithilfe eines Spektrumanalysators separat gemessene und danach überlagerte Spektren der vier Kammfrequenzen des Senders

Tabelle 7.2: Messwerte der Kammfrequenzen

Kamm-frequenz in GHz	Ausgangs-leistung in dBm	Seitenband-unterdrückung in dB	SFDR in dB
3,475	13,3	30,6	29,8
3,575	14,3	34,2	30,4
3,675	12,9	39,7	38,6
3,775	12,8	24,7	24,7

möglichst hoher Ausgangsleistung und noch zu tolerierenden Störungen gefunden werden.

7.3.2 Sendespektrum

Abbildung 7.4 zeigt die Spektren aller $P = 4$ Kanäle am Ausgang des Sendeboards. Gut zu erkennen sind die vier Subbänder, die jeweils eine Bandbreite von $B = 100\,\text{MHz}$ und eine Mittenfrequenz von $5{,}875\,\text{GHz} + l \cdot B$ mit $l = \{0, 1, 2, 3\}$ aufweisen. Auch die rechteckige Form des OFDM-Spektrums ist gut zu erkennen, da die Aussendungen in benachbarten Kanälen verhältnismäßig gering ausfielen. Die unerwünschten Spitzen in der Mitte der Subbänder rühren vom Durchschlag der Kammfrequenzen beim Mischen mit dem OFDM-Signal auf der Zwischenfrequenz her.
Gut sichtbar ist auch, dass mit steigender Kanalnummer die Amplitude der Subbänder abnahm. Das lag vor allem daran, dass das Board in Abbildung 6.2 von links mit den Kammfrequenzen gespeist wurde, während gleichzeitig die Kanalnummer von links nach rechts anstieg. Das bedeutete im Umkehrschluss,

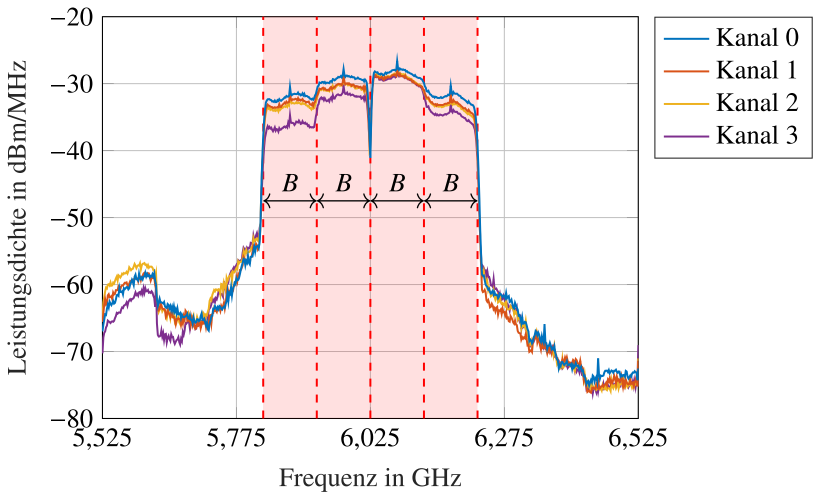
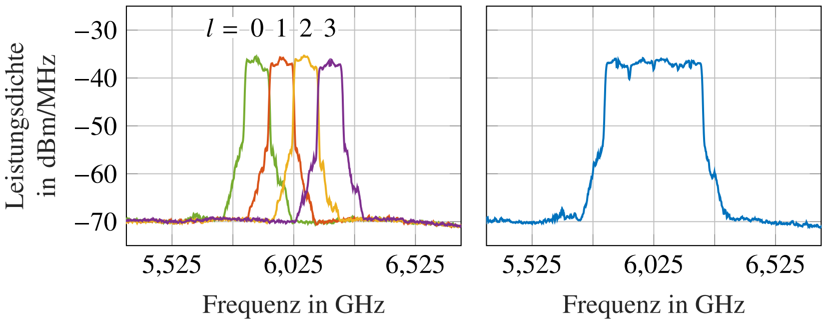


Abbildung 7.4: Spektren der Ausgangssignale der vier Sendekanäle

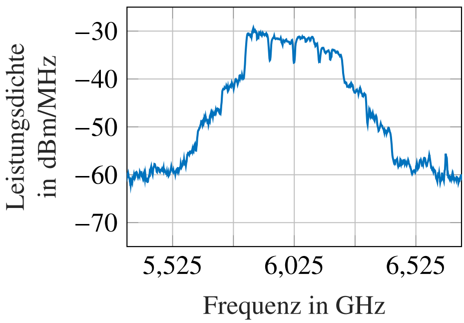
dass die Kammsignale, bis sie bei Kanal 3 ankamen, eine deutlich längere Strecke zurücklegen mussten und daher stärker gedämpft wurden. Auch innerhalb eines Kanals waren die Leitungslängen leicht verschieden, wenn auch in einem deutlich geringeren Maße als zwischen den einzelnen Kanälen. Und selbst bei der Aufteilung der Eingangsleistungen auf jeweils vier Ports ergaben sich fabrikationsbedingt leicht unterschiedliche Dämpfungen, die die ohnehin auftretenden Leistungsunterschiede der Kammfrequenzen verstärken konnten.

7.3.3 Einfluss des Mischprinzips auf das Ausgangsspektrum

Wie bereits beschrieben, wurde im Frontend des Demonstrators beim Mischen mit den Frequenzkämmen für jede Kammfrequenz jeweils ein separater Mischer verwendet. Dies wurde damit begründet, dass bei den eingesetzten passiven Mischern ein starkes LO-Signal zum Treiben benötigt wird, was bei Verwendung von Frequenzkämmen zu starken Intermodulationsprodukten führen konnte. Was passiert, wenn statt separater Mischer ein einzelner verwendet wird, ist beim direkten Vergleich der beiden Abbildungen 7.5a und 7.5b gut erkennbar. Erstere zeigt das Ausgangsspektrum der im Demonstrator realisierten Variante mit separaten Mischern und letztere das Ergebnis für den Fall, dass das OFDM-Signal in einem einzelnen Mischer mit dem gesamten Frequenzkamm hochgemischt wurde. Hierbei war eine deutliche Verbreiterung des Spektrums erkennbar, die darauf zurückgeführt werden konnte, dass das OFDM-Signal zusätzlich mit den entstandenen Intermodulationsprodukten des Frequenzkamms gemischt wurde.
Da im Gegensatz zur Variante mit separaten Mischern jedoch kein nachgeschalteter Vierfachleistungskombinierer benötigt wurde, war die Leistungsdichte um circa 6 dB höher. Allerdings entstanden dafür innerhalb der eigentlichen vier Subbänder Amplitudenschwankungen, die unter anderem abhängig vom Phasenunterschied des gewünschten Subbandsignals und der überlagerten Intermodulation waren. Um letztere genauer zu untersuchen, wurde zusätzlich das Verhalten bei Verwendung von jeweils zwei Kammfrequenzen gleichzeitig mit insgesamt zwei Mischern analysiert. Abbildung 7.6 gibt diesbezüglich die Ergebnisse verschiedener Kombinationsmöglichkeiten von jeweils zwei der vier Kammfrequenzen in einem Mischer wieder. Dabei zeigt sich erwartungsgemäß, dass durch Intermodulation unerwünschte Subbänder unter anderem bei



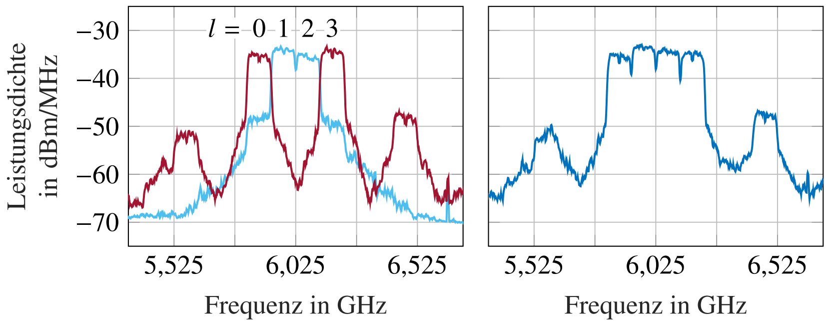
(a) Mischung mit den einzelnen Kammfrequenzen sowie anschließende Kombination der Subbänder



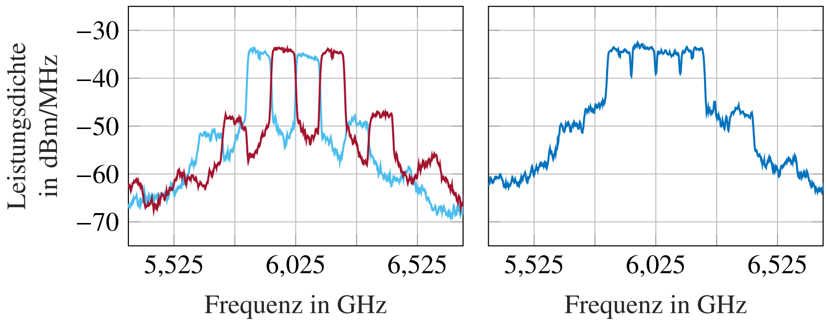
(b) Mischung mit dem gesamten Frequenzkamm

Abbildung 7.5: Vergleich der Sendespektren zwischen der Realisierung mit (a) einem separaten Mischer für jede Kammfrequenz sowie (b) bei Mischung mit dem kompletten Kamm in einem einzelnen Mischer

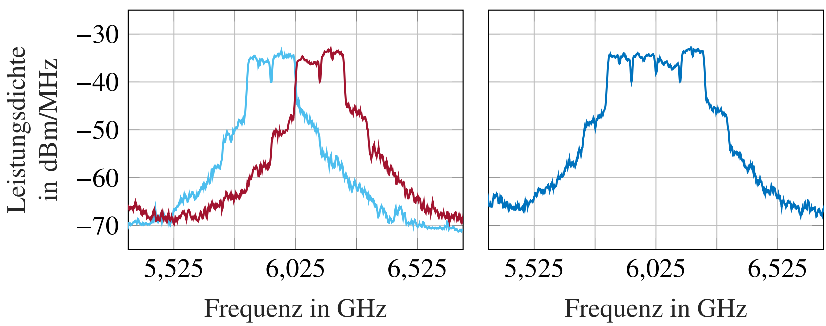
den Mittenfrequenzen $2f_{co,x} - f_{co,y} + f_{IF}$ mit $x, y \in \{0, 1, 2, 3 \mid x \neq y\}$ hervorgerufen wurden, die zu einer Verbreiterung des Sendespektrums führten. Als konkretes Beispiel seien hierbei in Abbildung 7.6a die beiden ausgeprägten Signalanteile um 5,575 GHz und 6,475 GHz genannt, die durch Intermodulation der beiden Kammfrequenzen $f_{co,0,Tx} = 3{,}475$ GHz und $f_{co,3,Tx} = 3{,}775$ GHz sowie anschließendem Mischen mit dem OFDM-Signal ($f_{IF} = 2{,}4$ GHz) entstanden sind.



(a) Kombinationen aus den Kammfrequenzen 0 und 3 sowie 1 und 2



(b) Kombinationen aus den Kammfrequenzen 0 und 2 sowie 1 und 3



(c) Kombinationen aus den Kammfrequenzen 0 und 1 sowie 2 und 3

Abbildung 7.6: Ausgangsspektren mit zweimal je zwei Kammfrequenzen pro Mischer, was zu starken Intermodulationsprodukten in den benachbarten Frequenzbändern führt

7.3.4 Empfangsspektrum

Das Spektrum in Abbildung 7.7 bei der Zwischenfrequenz 2,4 GHz setzt sich aus der Überlagerung der vier Einzelspektren nach dem Heruntermischen des breitbandigen Empfangssignals mit den vier Kammfrequenzen zusammen (siehe Abschnitt 4.2.1). Mithilfe der ersten Empfangskammfrequenz wurde das Eingangssignal dabei so heruntergemischt, dass das erste Subband im rot markierten Bereich auf der Zwischenfrequenz 2,4 GHz zum Liegen kam. Die drei weiteren Subbänder erstreckten sich dadurch bis zur Frequenz 2,75 GHz, wobei die Amplitude durch die verwendeten Bandpassfilter mit zunehmendem Abstand zur Zwischenfrequenz bereits stark gedämpft war. Mit der zweiten Kammfrequenz wurde im Empfänger das zweite Subband parallel dazu so auf die Zwischenfrequenz gemischt, dass dessen Unterträger gegenüber denen des ersten Bandes um einen Unterträgerabstand nach oben verschoben waren. Auf gleiche Weise wurde mit den beiden weiteren Subbändern verfahren, wobei die Unterträger jeweils eine Verschiebung um $l \cdot \Delta f$ erfuhren. Indem dabei das vierte Subband auf die Zwischenfrequenz verschoben wurde, erstreckte sich das



Abbildung 7.7: Spektrum des Zwischenfrequenzsignals von Kanal 0, nachdem das empfangene Signal mit dem Frequenzkamm des Empfängers heruntergemischt wurde

gleichzeitig heruntergemischte erste Subband nach unten hin bis zur Frequenz 2,05 GHz.
Durch die Übertragungsfunktionen des Sende- und Empfangsboards sowie die unterschiedlich starken Kammfrequenzen erfuhren die Subbänder verschieden hohe, frequenzabhängige Amplituden- und Phasenvariationen, weshalb eine Kalibration (siehe Abschnitt 3.6) unerlässlich war.

7.4 Kalibrationsmessung

Wie in Abschnitt 3.6 beschrieben, musste zu Beginn jeder Messreihe eine Kalibration durchgeführt werden, um sowohl die Amplituden- und Phasengänge der Hardware als auch aufgetretene Verzögerungszeiten zu kompensieren. Darüber hinaus wurden bei der Kalibration Phasendifferenzen zwischen den Subbändern innerhalb eines MIMO-Kanals sowie zwischen den jeweiligen Sende- und Empfangskanälen ausgeglichen. Dies war einerseits wichtig, um die Subbänder nahtlos miteinander kombinieren zu können und andererseits, um überhaupt erst eine Winkelschätzung zu ermöglichen. Die relativen Phasenlagen waren insbesondere während einer Messreihe zwar fest, konnten aber zu Beginn nahezu beliebige Werte annehmen, weshalb eine Referenzmessung nötig war. Hierzu wurden die Ausgänge des Tx-Boards mit einem Leistungskombinierer verbunden, der wiederum über ein Dämpfungsglied an einen Leistungsteiler angeschlossen war. Dessen vier Ausgänge führten schließlich zu den Eingängen des Rx-Boards. Durch diesen Aufbau konnten alle Sende- und Empfangskanälen direkt miteinander verbunden und letztlich die relativen Amplituden- und Phasenabweichungen zwischen den Kanälen bestimmt und ausgeglichen werden. Die Amplituden- und Phasendifferenzen, die sich dabei zusätzlich durch den Leistungsteiler und -kombinierer ergaben, waren so gering, dass sie gegenüber den Effekten der übrigen Hardware vernachlässigt werden konnten.
Wichtig war noch, dass bei der Kalibration die Leistungskombinierer und -teiler mit denselben Kabeln angeschlossen wurden, wie bei den späteren Radarmessungen die Antennen. Auf diesem Weg konnten die Abweichungen zwischen den tatsächlichen Messungen und der Referenzmessung minimiert werden.
Welchen Effekt die Kalibration beim *Frequency Comb OFDM Radar* hatte, veranschaulicht ein Vergleich der beiden Abbildungen 7.8 und 7.9. Diese zeigen zwar jeweils dieselbe Messung, allerdings zunächst ohne und das zweite Mal mit Kalibration. Der Aufbau, der der gezeigten Messung zu Grunde lag, war

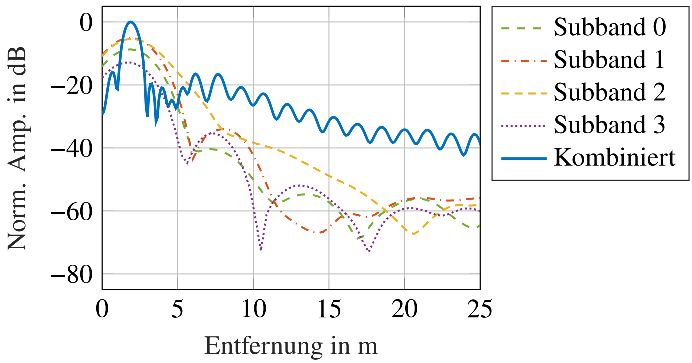


Abbildung 7.8: Schnitt durch das Radarbild bei 0 m/s für eine kabelgebundene direkte Verbindung zwischen Sender und Empfänger ohne Kalibration

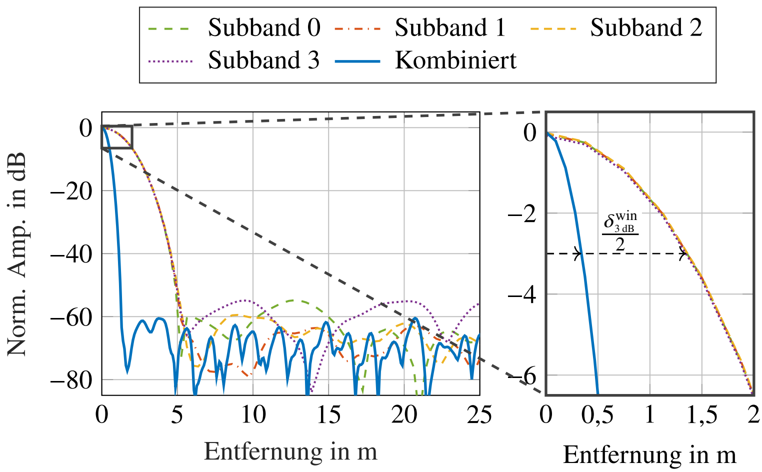


Abbildung 7.9: Schnitt durch das Radarbild bei 0 m/s für eine kabelgebundene direkte Verbindung zwischen Sender und Empfänger nach der Kalibration. Im vergrößerten Bildausschnitt rechts sind jeweils die halben 3 dB-Breiten der Zielmaxima vor und nach der Kombination der Subbänder eingezeichnet.

identisch mit demjenigen der Referenzmessung. Im Idealfall sollte dabei, abgesehen von zufälligem Rauschen, ein einzelnes, klar abgezeichnetes Maximum bei $R = 0\,\mathrm{m}$ und $v = 0\,\mathrm{m/s}$ erscheinen. Wie sich im unkalibrierten Bild 7.8 erkennen lässt, wiesen jedoch bereits die Kurven der einzelnen Subbänder Verzerrungen und unterschiedliche Amplituden auf. Darüber hinaus befanden sich deren Maxima nicht bei $R = 0\,\mathrm{m}$, sondern waren leicht in positiver Richtung verschoben. Wird zusätzlich berücksichtigt, dass ohne Kalibration Phasensprünge zwischen den Subbändern vorliegen konnten, lässt sich das hohe Niveau an Nebenmaxima nach der Kombination der Subbänder erklären. Hierdurch fiel der verfügbare Dynamikbereich deutlich geringer aus, als theoretisch möglich gewesen wäre.
Nach der Kalibration zeichneten sich hingegen die Hauptmaxima aller Kurven in Abbildung 7.9 deutlich ab und die Verläufe aller vier Subbänder lagen jenseits des Rauschens übereinander. Darüber hinaus waren die Nebenmaxima, wie bei einer Fensterung gewünscht, deutlich reduziert und der Dynamikbereich betrug fast 55 dB. Bei einer genaueren Betrachtung der Hauptmaxima lassen sich deren 3 dB-Breiten zu $\delta_{3\,\mathrm{dB}}^{\mathrm{win}} \approx 2{,}7\,\mathrm{m}$ für die einzelnen Subbänder und nach der Kombination zu $\delta_{3\,\mathrm{dB,tot}}^{\mathrm{win}} \approx 0{,}68\,\mathrm{m}$ bestimmen. Durch Bilden des Verhältnisses lässt sich relativ gut die erhoffte Verbesserung der Entfernungsauflösung um den Faktor vier feststellen. Hierbei muss berücksichtigt werden, dass die Hauptmaxima durch die Verwendung von Dolph-Tschebyscheff-Fenstern mit 100 dB Nebenkeulenunterdrückung (siehe Abschnitt 2.4.6) um etwa den Faktor $1{,}84/0{,}89 \approx 2{,}07$ verbreitert sind. Wird diese Tatsache sowie der Zusammenhang $\Delta R = \delta_{3\,\mathrm{dB}}/0{,}89$ im Fall einer Rechteckfensterung berücksichtigt, können die in Tabelle 7.1 angegebenen Entfernungsauflösungen bestätigt werden.

7.5 Radarmessungen

Nach der Kalibration wurden Radarmessungen mit verschiedenen Szenarien durchgeführt, die sowohl statischer als auch dynamischer Natur waren. Bei den Messungen mit unbewegten Zielen kamen zwei metallische Tripelspiegel zur Anwendung, während die bewegten Objekte mithilfe des beschriebenen analogen Radarzielsimulators erzeugt wurden.

7.5.1 Trennfähigkeit zweier Ziele

Hauptziel des entworfenen Verfahrens war die Erhöhung der Signalbandbreite im Radarkanal und damit einhergehend die Verbesserung der erreichbaren Entfernungsauflösung. Um diese Eigenschaft zu überprüfen, wurden vor dem Radar zwei statische Ziele in einem gegenseitigen radialen Abstand von circa 1,4 m positioniert, was unterhalb der theoretischen Entfernungsauflösung eines einzelnen Subbandes lag. Aus diesem Grund war zu erwarten, dass bei einer separaten Auswertung der einzelnen Subbänder die zwei Ziele nicht voneinander trennbar wären, sondern als gemeinsames, ausgedehntes Ziel wahrgenommen werden würden. Erst die Kombination der Subbänder entsprechend des Frequenzkamm-basierten Ansatzes ermöglichte eine Verbesserung der Trennfähigkeit um den Faktor L, sodass die zwei Ziele wieder als solche wahrgenommen werden konnten.
Bei den folgenden Messergebnissen wird zwischen dem regelmäßigen und dem unregelmäßigen *Subcarrier Interleaving* als verwendeten MIMO-Verfahren unterschieden, da diese sich insbesondere bei den Signalverarbeitungsschritten für die Entfernungsschätzung stark unterscheiden.

Regelmäßige Unterträgerbelegung

Für das erste der beiden Verfahren zeigt Abbildung 7.10 das Entfernungsspektrum bei $v = 0\,\mathrm{m/s}$, sowohl für die einzelnen Subbänder als auch nach deren Kombination. Wie erwartet, ließen sich bei der Einzelauswertung aufgrund der schlechteren Trennfähigkeit die beiden ähnlich starken Ziele nicht separieren, sondern stattdessen entstand ein breites Maximum etwa in der Mitte der beiden Zielentfernungen. Nach der Kombination der $L = 4$ Subbänder konnten hingegen klar zwei Ziele unterschieden werden, da die Amplitude dazwischen um mehr als 20 dB absank. Darüber hinaus war auch bei $R = 0\,\mathrm{m}$ noch ein kleines lokales Maximum zu erkennen, das durch die Überkopplung zwischen den Sende- und Empfangsantennen entstand. Aufgrund des Antennenaufbaus und der damit einhergehenden starken Entkopplung war die erkennbare Spitze jedoch deutlich geringer als diejenigen der eigentlichen Ziele. Die Erhöhungen im Bereich zwischen 5 m und 6 m lassen sich mit hoher Wahrscheinlichkeit auf den Drehturm in der Messkammer sowie deren Wände zurückführen. Diese waren zwar mit Absorbermaterial verkleidet, allerdings wurden die auftreffen-

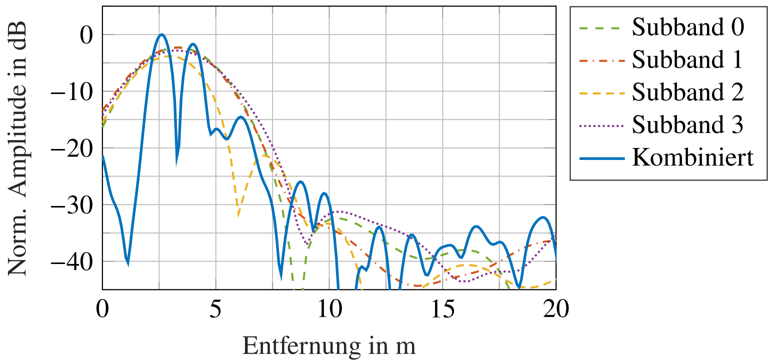
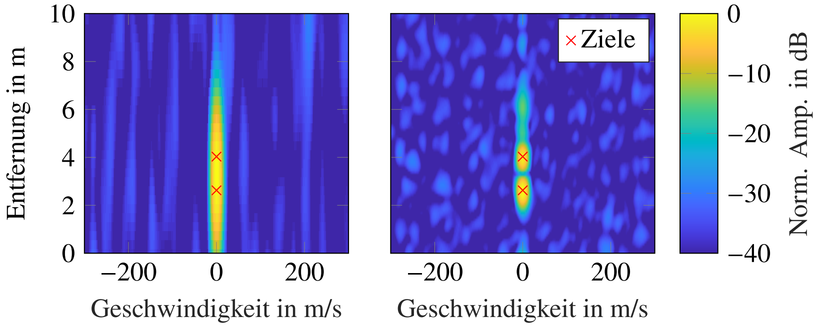


Abbildung 7.10: Schnitt durch das Radarbild bei 0 m/s für ein Szenario mit zwei statischen Zielen bei regelmäßiger Unterträgerbelegung

den Signale vermutlich trotzdem noch mit gedämpfter Amplitude reflektiert. Zusätzlich können in der Erhöhung auch noch Mehrfachreflexionen zwischen den Tripelspiegeln sowie der großen metallischen MIMO-Antenne enthalten sein.

Auch die beiden Entfernungs-Geschwindigkeitsdiagramme in Abbildung 7.11 zeigen mit dem eindimensionalen Entfernungsspektrum übereinstimmende Resultate. Sowohl die zweidimensionalen Radarbilder als auch die zuvor gezeigten Schnitte wurden auf die Leistung des jeweils stärksten dargestellten Ziels normiert. Gut zu erkennen ist darüber hinaus, dass die Geschwindigkeitsschätzung funktioniert hat und durch die virtuelle Kombination der Subbänder keine Performanzeinbußen gegenüber der Auswertung eines einzelnen Subbandes entstanden sind. Folglich erfüllte auch bei der eigentlichen Radarmessung die Kalibration der Phase und Amplitude wie erhofft ihren Zweck.

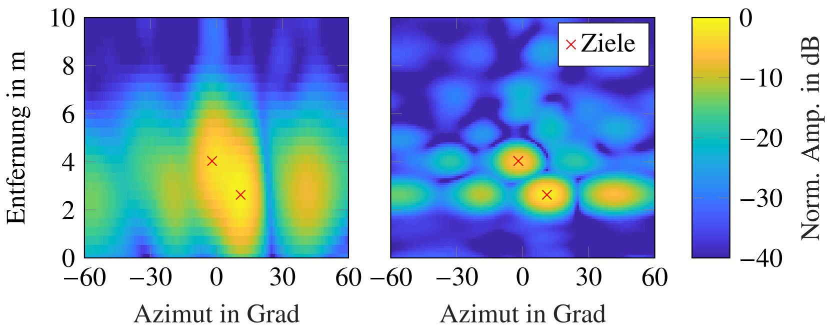
Ergänzend zeigt Abbildung 7.12 den Vergleich der Entfernungs-Azimutdiagramme bei Auswertung eines einzelnen sowie aller Subbänder. Auch hierbei sind insbesondere im rechten Bild zwei klar abgegrenzte Ziele erkennbar. Deren unterschiedliche Azimutwinkel spiegeln die verschiedenen lateralen Positionen der Tripelspiegel wider, welche auch im Foto des Messaufbaus in Abbildung 7.1 gut zu erkennen sind. Darüber hinaus fällt bei genauerer Betrachtung auf, dass die Unterdrückung der Nebenkeulen bei der Winkelbestimmung nicht so gut funktioniert hat wie beispielsweise bei der Entfernungs- oder Geschwindigkeitsschätzung. Dies ist teilweise darauf zurückzuführen, dass im Vergleich



(a) Einzelnes Subband

(b) Kombinierte Subbänder

Abbildung 7.11: Vergleich der gemessenen Entfernungs-Geschwindigkeitsdiagramme für ein einzelnes Subband sowie für vier kombinierte Subbänder



(a) Einzelnes Subband

(b) Kombinierte Subbänder

Abbildung 7.12: Vergleich der gemessenen Entfernungs-Azimutdiagramme für ein einzelnes Subband sowie für vier kombinierte Subbänder

zur Unterträger- oder Symbolanzahl deutlich weniger virtuelle MIMO-Kanäle existierten. Die Hauptursache dürfte jedoch sein, dass die in Abschnitt 7.4 beschriebene Kalibration ohne Berücksichtigung der Antennen und ihrer exakten Positionen stattfand. Stattdessen wurde der Einfachheit halber nur auf die Enden der Koaxialkabel kalibriert, die zu den Antennen führten. Aus diesem Grund wurden eventuelle Positionierungsfehler der Antennenelemente nicht ausgeglichen und die daraus resultierenden Phasenabweichungen führten zu einer Erhöhung der Nebenmaxima in den gezeigten Radarbildern.

Pseudozufällige Unterträgerbelegung mit Compressed Sensing

Auch bei der unregelmäßigen bzw. pseudozufälligen Unterträgerbelegung in Kombination mit *Compressed Sensing* führte erst die vergrößerte Bandbreite dazu, dass die beiden Ziele getrennt werden konnten, wie Abbildung 7.13 veranschaulicht. Hierbei lässt sich darüber hinaus gut erkennen, dass einige der Entfernungszellen zu Null gesetzt wurden, wodurch scheinbar das Signal-zu-Rauschverhältnis zugenommen hat. Dies gilt jedoch nur für den Mittelwert, da trotz Optimierungsalgorithmus einzelne Spitzen erkennbar sind, die keinem offenkundigen Ziel zugeordnet werden können. Auch die zuvor beschriebene, eventuell auftretende Verfälschung von schwachen Signalamplituden, ist exemplarisch an der Spitze bei $R = 0\,\mathrm{m}$ zu erkennen, die durch die Tx-Rx-

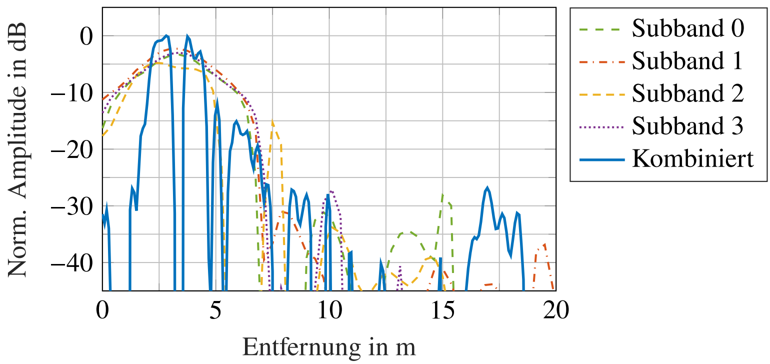


Abbildung 7.13: Schnitt durch das Radarbild bei 0 m/s für ein Szenario mit zwei statischen Zielen bei unregelmäßiger Unterträgerbelegung in Verbindung mit *Compressed Sensing*

Überkopplung verursacht wurde. Die Höhe der Spitze ist dabei deutlich kleiner als beim Entfernungsspektrum der regelmäßigen Unterträgerbelegung, was der direkte Vergleich in Abbildung 7.14 anschaulich zeigt. Darüber hinaus ist dort deutlich der vergrößerte Eindeutigkeitsbereich bei der Entfernungsschätzung auf Basis von *Compressed Sensing* zu erkennen, da sich in diesem Fall das Spektrum erst nach $R_{ua} = 192\,\mathrm{m}$ periodisch wiederholt, statt bereits nach 48 m wie bei der regelmäßigen Belegung mit IDFT-basierter Schätzung.

Ergänzend zeigen die beiden Abbildungen 7.15 und 7.16 die Entfernungs-Geschwindigkeits- sowie Entfernungs-Azimutdiagramme bei unregelmäßiger Unterträgerbelegung, jeweils im direkten Vergleich bei Auswertung eines einzelnen sowie aller vier Subbänder zusammen. Beim genaueren Betrachten der Radarbilder fällt auf, dass das etwas weiter entfernte Ziel kein einzelnes Maximum aufweist, sondern viel mehr aus zwei separaten Spitzen mit einem leichten Einbruch dazwischen besteht. Die Ursache hierfür ließ sich allerdings nicht genau ausmachen, da das Radarbild das Resultat eines Optimierungsprozesses mit zahlreichen Iterationsschritten war, dessen Ergebnis zudem stark von den gewählten Parametern abhing.

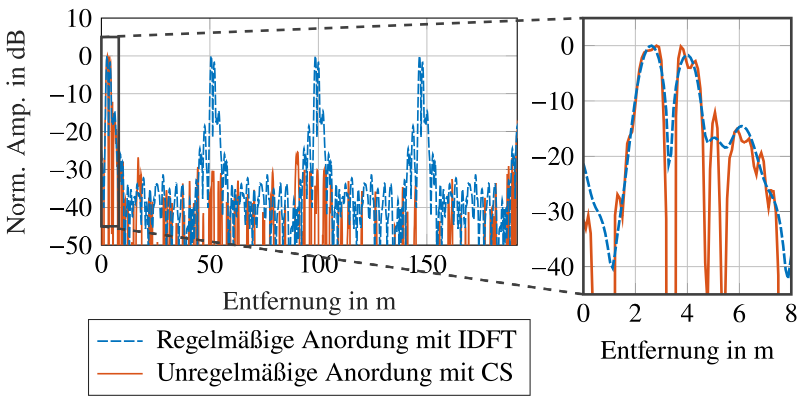
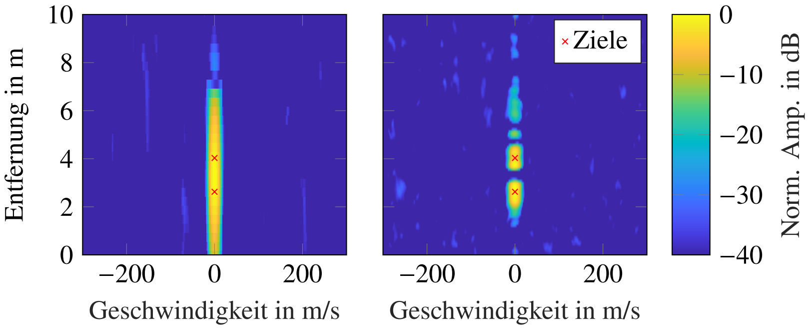
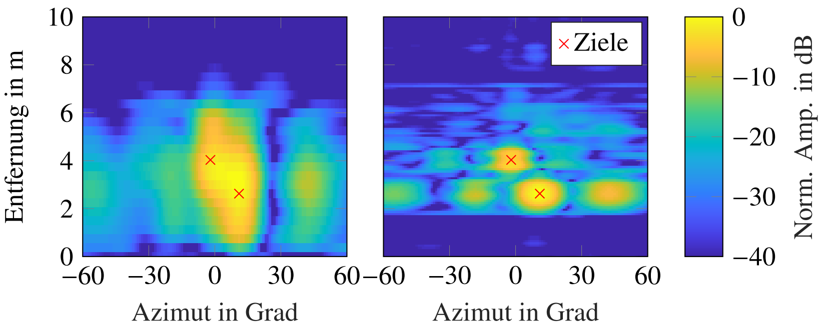


Abbildung 7.14: Vergleich der Entfernungsspektren für regelmäßige und pseudozufällige Unterträgerbelegungen bei einem Szenario mit zwei statischen Zielen



(a) Einzelnes Subband (b) Kombinierte Subbänder

Abbildung 7.15: Vergleich der gemessenen Entfernungs-Geschwindigkeitsdiagramme für ein einzelnes Subband sowie für vier kombinierte Subbänder bei unregelmäßiger Unterträgerbelegung in Verbindung mit *Compressed Sensing*

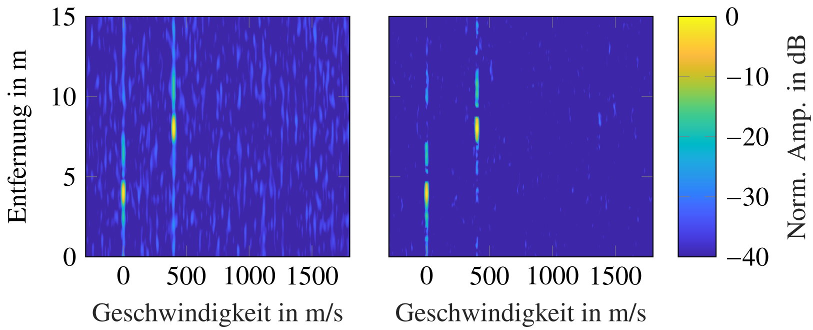


(a) Einzelnes Subband (b) Kombinierte Subbänder

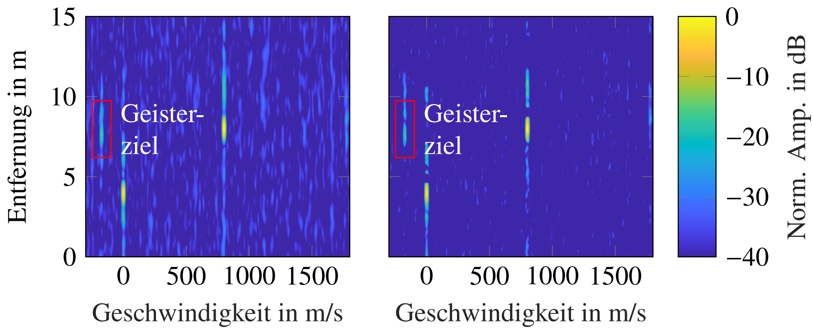
Abbildung 7.16: Vergleich der gemessenen Entfernungs-Azimutdiagramme für ein einzelnes Subband sowie für vier kombinierte Subbänder bei unregelmäßiger Unterträgerbelegung in Verbindung mit *Compressed Sensing*

7.5.2 Ziele mit hoher Geschwindigkeit

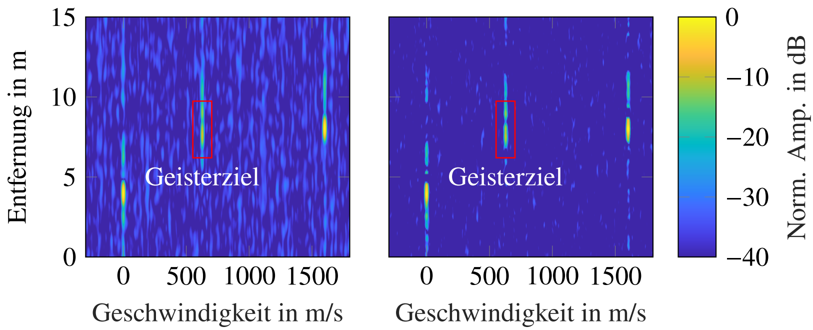
In Abschnitt 4.4.6 wurde beschrieben, dass bei sehr hohen Objektgeschwindigkeiten aufgrund des zunehmenden Verlusts der Orthogonalität der Unterträger Geisterziele innerhalb des Eindeutigkeitsbereichs auftreten können. Dieses Phänomen ließ sich jedoch nicht nur in der Simulation beobachten, sondern zum Teil auch bei den Verifikationsmessungen, wie Abbildung 7.17 zeigt. Hierbei wurden Messungen mit einem statischen Tripelspiegel sowie dem analogen Radarzielsimulator durchgeführt, der jeweils exemplarisch ein Ziel bei den Geschwindigkeiten $v = \{400\,\mathrm{m/s}, 800\,\mathrm{m/s}, 1600\,\mathrm{m/s}\}$ erzeugte. Da die maximal zulässige Geschwindigkeit ohne Überschreiten von 10 % des Unterträgerabstands laut Tabelle 7.1 jedoch nur $v_{\mathrm{max}} = \pm 486\,\mathrm{m/s}$ betrug, lagen die Werte bei (b) und (c) außerhalb des vorgegebenen Bereichs. In den zugehörigen Abbildungen lassen sich im Fall des dynamischen Ziels neben dem gewünschten Zielmaximum in derselben Entfernung auch gut die erwähnten Geisterziele in einem Abstand von $2N_{\mathrm{cp}}/N \cdot v_{\mathrm{ua}} = 972{,}5\,\mathrm{m/s}$ erkennen. Mit steigender Objektgeschwindigkeit kann zudem ein Anstieg der Amplitude der Geisterziele beobachtet werden, da die ICI als Ursache des Effekts dann ebenfalls zunimmt. Ergänzend zur Beschreibung des Phänomens wurde in den Abschnitten 4.4.6 und 5.1.2 als Abhilfemaßnahme vorgeschlagen, entweder die Parametrisierung so zu wählen, dass $N_{\mathrm{cp}} = N$ gilt, oder alternativ im MIMO-Fall die Unterträger der Sender so anzuordnen, dass im Empfänger nach dem Heruntermischen ins gemeinsame Basisband alle benachbarten Unterträger von verschiedenen Sendern stammen und daher unkorrelierte Nutzdaten tragen können. Beide Effekte konnten ebenfalls nicht nur simulativ, sondern auch in realen Messungen verifiziert werden, wie Abbildung 7.18 veranschaulicht. Die Radarbilder in (a) und (b) zeigen dabei das Ergebnis, wenn die ursprüngliche Anordnung der Unterträger verwendet wurde, bei der sich nach dem Heruntermischen ins gemeinsame Frequenzband der Bandbreite B jeweils Blöcke aus $L = 4$ Unterträgern bildeten, die dieselben Modulationsdaten trugen. Wurde gleichzeitig bei der Parametrisierung $N_{\mathrm{cp}} = N/4$ gesetzt, ergaben sich die Entfernungs-Geschwindigkeitsdiagramme in Abbildung 7.18a, in denen die entstandenen Geisterziele klar erkennbar sind. Das linke Radarbild ist dabei das Resultat der Auswertung eines einzelnen Subbandes, während für das rechte Diagramm alle Subbänder gemeinsam ausgewertet wurden.
Wurde hingegen die Länge des zyklischen Präfixes an die Dauer des eigentlichen OFDM-Symbols angeglichen, d. h. $N_{\mathrm{cp}} = N$ gewählt, fielen die Geisterziele mit



(a) Links bei regelmäßiger, rechts bei unregelmäßiger Unterträgerbelegung ($v = 400\,\mathrm{m/s}$)



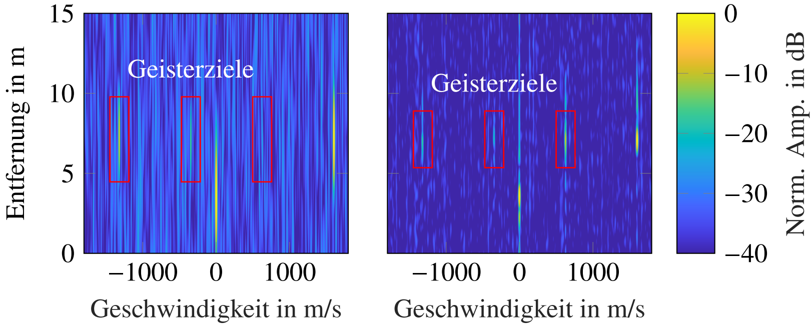
(b) Links bei regelmäßiger, rechts bei unregelmäßiger Unterträgerbelegung ($v = 800\,\mathrm{m/s}$)



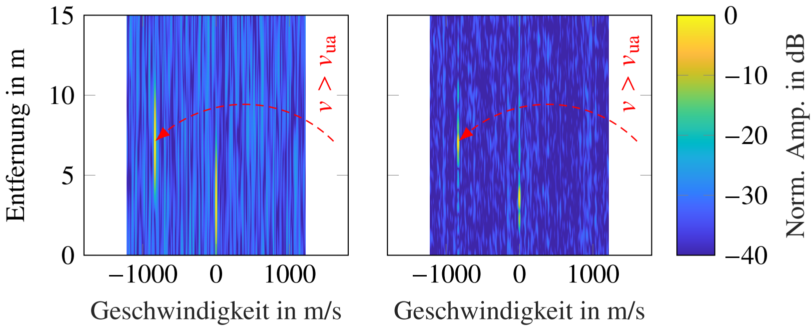
(c) Links bei regelmäßiger, rechts bei unregelmäßiger Unterträgerbelegung ($v = 1600\,\mathrm{m/s}$)

Abbildung 7.17: Entstehung von Geisterzielen in den Radarbildern im Fall hoher Objektgeschwindigkeiten für regelmäßige/unregelmäßige Unterträgerbelegung

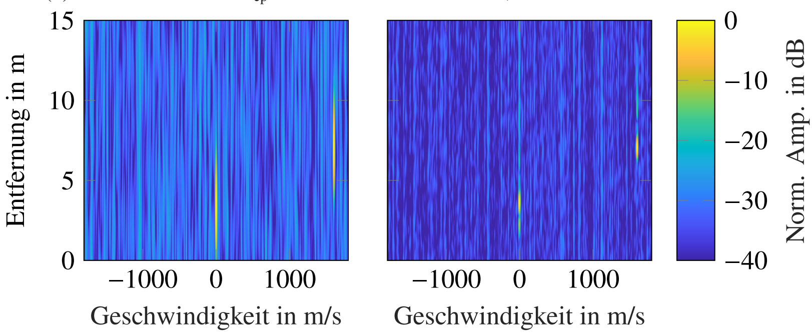
dem eigentlichen Zielmaximum zusammen und waren somit nicht mehr von diesem unterscheidbar, wie Abbildung 7.18b zeigt. Von Nachteil war dabei, dass der Eindeutigkeitsbereich in Geschwindigkeitsrichtung verringert wurde, was bei dem emulierten Ziel mit $v = 1600\,\mathrm{m/s}$ dazu führte, dass dessen Geschwindigkeit nicht mehr korrekt geschätzt werden konnte, da $v > v_{\mathrm{ua}}$ galt.
Vollständig vermeiden ließen sich die Geisterziele, wenn die Anordnung der Unterträger entsprechend Variante 2 angepasst wurde, wie die resultierenden Radarbilder in Abbildung 7.18c veranschaulichen. Diese Möglichkeit besteht jedoch im Allgemeinen nur im MIMO-Fall mit regelmäßigem *Subcarrier Interleaving* als Multiplexverfahren. Weil hierbei im empfangsseitigen gemeinsamen Frequenzband der Bandbreite B jeweils benachbarte Unterträger unkorrelierte Modulationssymbole tragen, konzentriert sich die ICI nicht mehr in einzelnen Geisterzielen, sondern ist nahezu gleichmäßig über das komplette Radarbild verteilt. Dies lässt sich unter anderem gut an den leicht erhöhten Rauschpegeln in den beiden Diagrammen in Abbildung 7.18c erkennen.



(a) MIMO-Version 1 mit Blöcken aus jeweils vier Unterträgern, die dieselben Nutzdaten tragen ($N_{cp} = N/4$). Links nach Auswertung eines einzelnen Subbands, rechts bei Kombination aller Subbänder.



(b) MIMO-Version 1 mit $N_{cp} = N$. Links einzelnes Subband, rechts Kombination aller Subbänder.



(c) MIMO-Version 2, bei der sich stets Unterträger verschiedener Sendekanäle abwechseln ($N_{cp} = N/4$). Links einzelnes Subband, rechts Kombination aller Subbänder.

Abbildung 7.18: Vermeidung von Geisterzielen am Beispiel eines Objekts mit $v = 1600\,\mathrm{m/s}$

8 Schlussfolgerungen

In der vorliegenden Arbeit wird eine neuartige Erweiterung des klassischen OFDM-Radars vorgeschlagen, die eine Erhöhung der Signalbandbreite und damit eine Verbesserung der Entfernungsauflösung ermöglicht. Hierfür muss weder die Abtastrate des DACs im Sender noch diejenige des ADCs im Empfänger erhöht werden, was insbesondere vor dem Hintergrund zu sehen ist, dass schnelle AD-Wandler mit hohen Auflösungen sehr teuer sind. Mit dem klassischen Ansatz ist daher eine kostengünstige Realisierung von OFDM-Radaren kaum möglich. Das vorgeschlagene Verfahren, das unter dem Namen *Frequency Comb OFDM Radar* in [8] veröffentlicht und unter [1] patentierten wurde, bietet hingegen die Möglichkeit, zahlreiche Vorteile von OFDM mit niedrigen Abtastraten zu kombinieren.
Hohe Entfernungsauflösungen und die damit einhergehenden großen HF-Bandbreiten stellen vor allem bei neueren Radarsystemen häufig eine wichtige Systemanforderung dar. Hierbei ist unter anderem der Automobilbereich einer der treibenden Akteure. Beim klassischen OFDM-Radar ist jedoch eine Abtastfrequenz notwendig, die mindestens so groß wie die Signalbandbreite ist, was teilweise hohe Anforderungen an die verwendete Hardware stellt. Mit dem vorgeschlagenen Ansatz konnte eine Verringerung der Abtastrate um mindestens den Faktor vier gezeigt werden, wobei von der grundlegenden Idee her auch problemlos höhere Zielwerte möglich sind.
Im Zusammenhang mit der Arbeit sind insbesondere die folgenden theoretischen und technischen Neuerungen gegenüber dem Stand der Forschung hervorzuheben:

- Ausgehend von der klassischen OFDM-Radar-Wellenform wurde ein neuartiges Verfahren zur Vergrößerung der Signalbandbreite entworfen, das ohne eine gleichzeitige Erhöhung der Abtastraten auskommt. Hierfür wird im Sender ein schmalbandiges OFDM-Signal mit einem Frequenzkamm hochgemischt, wobei die Abstände der Kammfrequenzen identisch zur Bandbreite des OFDM-Signals sind. In der Folge ergibt sich

ein Gesamtspektrum aus nahtlos ineinander übergehenden Subbändern. Im Sendesignal wird nur ein Teil der Unterträger effektiv genutzt, um so Lücken im Spektrum zu schaffen. Diese können im Empfänger dazu genutzt werden, die Unterträger aller Subbänder in einem schmalen Frequenzband eigeninterferenzfrei zu vereinen. Hierfür wird das breitbandige Empfangssignal mit einem zweiten Frequenzkamm, dessen Abstände um einen Unterträger geringer ausfallen als im Sender, ins Basisband heruntergemischt. Durch die leicht unterschiedlichen Kammfrequenzen zwischen Sender und Empfänger entsteht ein gemeinsames Frequenzband, das alle aktiv genutzten Unterträger des breitbandigen Empfangssignals enthält. Auf diese Weise ist sichergestellt, dass keine Informationen des Radarkanals verloren gehen und das breitbandige Empfangssignal digital rekonstruiert werden kann.

- Basierend auf den Signalverarbeitungsschritten des klassischen OFDM-Radars wurden die Entfernungs- und die Geschwindigkeitsschätzung an das neue Schema angepasst und die erreichbaren Auflösungen und Eindeutigkeitsbereiche eingehend analysiert und gegenübergestellt. Hierbei zeigt sich neben der erzielbaren hohen Entfernungsauflösung insbesondere der Vorteil eines sehr großen Eindeutigkeitsbereichs in Geschwindigkeitsrichtung. Darüber hinaus wurden auch die Einflüsse von Phasen- und Amplitudenabweichungen zwischen den Kammfrequenzen sowie das erreichbare Signal-zu-Rauschverhältnis detailliert untersucht.

- Bei einer hardwaretechnischen Implementierung des Verfahrens haben die verwendeten Komponenten einschließlich der Signalerzeugung und -verarbeitung einen großen Einfluss auf die erreichbare Performanz. Aus diesem Grund werden in der Arbeit einige der diesbezüglich häufig auftretenden Effekte beschrieben und analysiert. Die Resultate der Untersuchungen sind jedoch nicht auf das vorgestellte *Frequency Comb OFDM Radar* beschränkt, sondern an vielen Stellen generell für OFDM-Radar gültig. Ergänzend werden Lösungsansätze und Möglichkeiten aufgezeigt, um die angesprochenen Auswirkungen abzumildern und bei der Implementierung Ressourcen zu sparen.

- Das neu entworfene *Frequency-Comb-OFDM-Radar*-Verfahren wurde außerdem hinsichtlich eines Einsatzes in MIMO-Systemen erweitert, mit deren Hilfe eine Winkelbestimmung möglich ist. Das hierfür in der Arbeit überwiegend angewandte Multiplexverfahren ist *Subcarrier Interleaving*,

wobei sowohl die Verwendung einer regelmäßigen als auch einer unregelmäßigen Unterträgerbelegung aufgezeigt wurde. Letztere liefert bei Anwendung einer IDFT zur Entfernungsschätzung jedoch nur unzureichende Ergebnisse, weshalb in der Arbeit als Abhilfe ein adaptierter *Compressed-Sensing*-Algorithmus vorgestellt wird. Mit dessen Unterstützung kann nicht nur die gewünschte hohe Entfernungsauflösung erreicht, sondern darüber hinaus auch eine Verringerung des Eindeutigkeitsbereichs in Entfernungsrichtung verhindert werden. Diese Reduktion der maximal zulässigen Entfernung tritt andernfalls bei MIMO in Verbindung mit einer regelmäßigen Unterträgerbelegung auf. Ergänzend wird auch eine Kombination von *Frequency Comb OFDM Radar* mit *Time-Division Multiplexing* als MIMO-Verfahren aufgezeigt und beschrieben.

- Um den MIMO-Ansatz anhand realer Messungen verifizieren zu können, wurde ein Demonstrator entworfen und aufgebaut, mit dessen Hilfe sich erstmals ein 4×4 MIMO-System einschließlich einer Vergrößerung der Bandbreite um den Faktor vier realisieren ließ. Um zu gewährleisten, dass alle Kammfrequenzen innerhalb des Sende- und Empfangskamms während der Messdauer phasenstabil sind, wurde darüber hinaus für den Demonstrator eine Schaltung zur Kammerzeugung entworfen, in der die jeweiligen Kammfrequenzen aus einem einzelnen Sinussignal abgeleitet werden.
- Mithilfe des Demonstratoraufbaus konnte das Verfahren in einer reflexionsarmen Kammer messtechnisch verifiziert werden. Hierbei bestätigte sich auch unter realitätsnahen Bedingungen eine deutliche Verbesserung der Auflösung. Beispielsweise konnten zwei nah beieinander platzierte Objekte im Radarbild klar separiert werden, wenn alle Subbänder entsprechend dieser Arbeit gemeinsam ausgewertet wurden. Zusätzlich wurde mithilfe eines analogen Radarzielsimulators nachgewiesen, dass sehr hohen Geschwindigkeiten zuverlässig erfasst werden können. Zudem bestätigten die erfolgreich durchgeführten Winkelschätzungen, dass die relativen Phasenbeziehungen zwischen den MIMO-Kanälen auch bei dem neu entworfenen, Frequenzkamm-basierten Ansatz erhalten bleiben.

Zusammenfassend wurde mit dem in der Arbeit vorgestellten *Frequency-Comb-OFDM-Radar*-Verfahren eine Möglichkeit geschaffen, auf effiziente Weise Radarmessungen mit hohen Entfernungsauflösungen und Geschwindigkeitsein-

deutigkeitsbereichen bei vergleichsweise niedrigen Abtastraten zu realisieren. Aufgrund des großen Eindeutigkeitsbereichs in Geschwindigkeitsrichtung, der einen klaren Vorteil gegenüber FMCW-basierten Radaren darstellt, sind insbesondere Szenarien mit schnellen Zielen und kurzen Entfernungen ein mögliches Anwendungsgebiet des entwickelten Verfahrens.

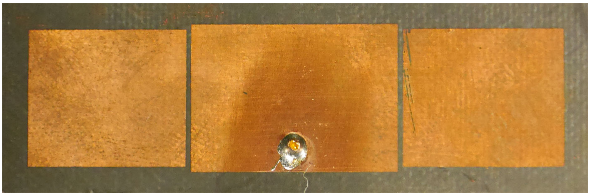
A Anhang

A.1 MIMO-Antenne

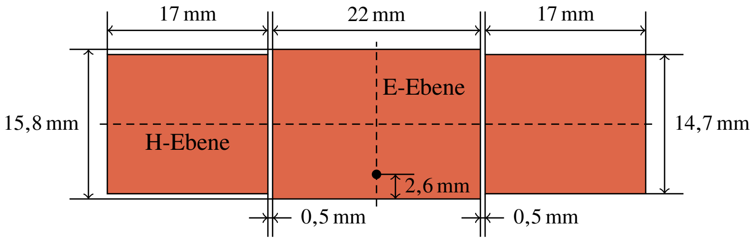
Für die Verifikationsmessungen wurde eine MIMO-Antenne mit zwei linearen, gleichförmigen Arrays aus je vier Sende- bzw. Empfangsantennen entworfen und aufgebaut. Grundprinzip für die Anordnung der einzelnen Antennenelemente bildete dabei das in Abschnitt 2.5.1 beschriebene Prinzip des virtuellen Antennenarrays. Um darüber hinaus einen möglichst großen Winkeleindeutigkeitsbereich abdecken zu können, weisen die Empfangsantennen einen Abstand von $\lambda_c/2$ auf und die Sendeantennen in Folge dessen einen Abstand von $4 \cdot \lambda_c/2 = 2\lambda_c$.
Im Folgenden sind die Sendeantennen mit den Portnummern 1 bis 4 und die Empfangsantennen von 5 bis 8 durchnummeriert.

A.1.1 Einzelelement

Die am einfachsten zu fertigende Antennenform, mit der aufgrund ihrer Größe auch der gewünschte Antennenabstand eingehalten werden konnte, stellte die Patchantenne dar. Allerdings mussten die Einzelelemenete gleichzeitig die geforderte Gesamtbandbreite von $B_{tot} = L \cdot B = 400\,\text{MHz}$ bei einer Mittenfrequenz von $f_c = 6{,}025\,\text{GHz}$ abdecken. Dies ist bei der Patchantenne in ihrer Grundform jedoch nicht gegebenen, da sie in diesem Fall nur eine relative Bandbreite zwischen 2 % und 5 % aufweist [Poz92]. Aus diesem Grund wurde das Patch, wie in Abbildung A.1 dargestellt, um zwei seitlich angebrachte parasitäre Elemente erweitert.
Die zusätzlichen Patches wurden dabei nach [KR03] so entworfen, dass sie gegenüber dem Hauptelement eine leicht verschobene Resonanzfrequenz aufweisen. Durch die Überlappung der ebenfalls verschobenen s_{11}-Kurven ergibt sich dann, wie in den beiden Abbildungen A.2 und A.3 zu sehen ist, eine



(a) Gefertigte Patchantenne mit parasitären Elementen und rückseitiger Speisung durch eine Koaxialleitung



(b) Abmaße der Patchantenne mit parasitären Elementen

Abbildung A.1: Einzelantennenelement mit parasitären Patches zur Vergrößerung der Bandbreite, abgebildet als (a) Foto und (b) schematische Zeichnung

deutlich breitbandigere Anpassung des Antennenelements. Die Verwendung zweier symmetrisch angeordneter, parasitärer Elemente war dabei nötig, um ein Verkippen der Richtcharakteristik zu vermeiden. Als Substratmaterial kam RT/duroid® 5880 [Rog21] der Firma Rogers mit einer Dicke von 1,575 mm zum Einsatz.

Die Speisung der Patchantenne erfolgte durch eine Koaxialleitung von der Rückseite her, um im Array auf der Vorderseite keinen zusätzlichen Platz für Leitungen zu benötigen. Hierdurch konnte der geforderte minimalen Elementabstand von $\lambda_c/2$ bei einer gleichzeitigen Anordnung der Antennenelemente entlang der E-Ebene erreicht werden. Der Innenleiter der Koaxialleitung war dabei leitend mit dem zentralen Patch verbunden, erkennbar an dem Lötpunkt in Abbildung A.1a, während der Außenleiter an die rückseitige Massefläche des Einzelelements angeschlossen war.

A.1.2 Anpassung der Antennenelemente im Array

Durch die verschiedenen Größen des Hauptpatches und der beiden parasitären Elemente resultieren leicht unterschiedliche Resonanzfrequenzen. Dies lässt sich gut anhand der simulierten und gemessenen Anpassung in den Abbildungen A.2 und A.3 nachvollziehen. Die Portnummern der MIMO-Antenne korrespondieren dabei mit der Nummerierung in Abbildung 6.8. Die Differenz der beiden Resonanzfrequenzen ist jedoch klein genug, um einen breitbandigen Bereich entstehen zu lassen, in dem die Anpassung durchgehend unter den oftmals geforderten −10 dB liegt. Das rot markierte Frequenzband zwischen 5,825 GHz und 6,225 GHz kennzeichnet den Bereich, in dem der Demonstrator betrieben wurde.

Durch Toleranzen bei der Fertigung der Patches trat eine leichte Verschiebung der Anpassung hin zu höheren Frequenzen auf. Diese wurde jedoch als unkritisch angesehen, da im genutzten Frequenzbereich immer noch ausreichend gute Werte erreicht werden konnten. Die Unterschiede zwischen den Anpassungen im Sende- und Empfangsarray ergeben sich mit hoher Wahrscheinlichkeit aus den unterschiedlich großen Elementabständen und den daraus resultierenden Überkopplungen. Während die Sendeantennen einen Abstand von $2\lambda_c$ aufweisen, beträgt dieser im Empfangsfall nur $\lambda_c/2$ von Mittelpunkt zu Mittelpunkt.

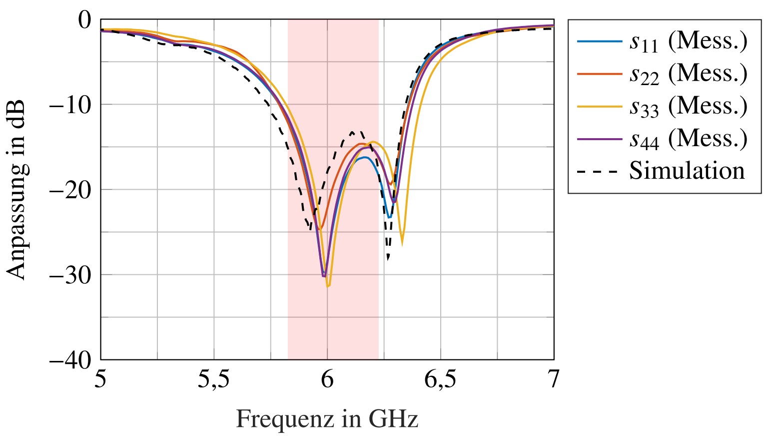


Abbildung A.2: Anpassung der Sendeantennen im Array

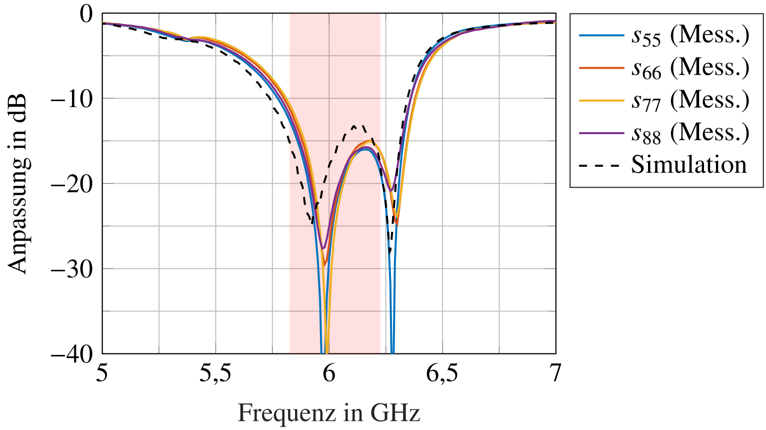


Abbildung A.3: Anpassung der Empfangsantennen im Array

Dies führt unter anderem dazu, dass das Verhalten der Einzelantennen deutlich stärker von den benachbarten Elementen beeinflusst ist.

A.1.3 Überkopplung der Antennenelemente im Array

Wie in Abschnitt 6.4 beschrieben, wurde für das MIMO-Array ein Aufbau gewählt, der eine hohe Entkopplung zwischen den Sende- und Empfangsantennen erlaubt. Die in Abbildung 6.8 gezeigte Form basiert dabei auf einer in [Fen16] vorgestellten und in [23] veröffentlichten Arbeit. Ziel ist die weitgehende Unterbindung eines direkten Ausbreitungspfads zwischen Sender und Empfänger, um so einen hohen Eintrag an übergekoppelter Leistung zu verhindern, der die Aussteuerung der Verstärker im Empfänger limitieren würde. Dies ist vor allem vor dem Hintergrund zu sehen, dass oftmals die Überkopplung eines der stärksten Ziele eines Radars darstellt und damit das obere Ende des Dynamikbereichs des Sensors festlegt.
Um eine entsprechend hohe Entkopplung ausschließlich über den Abstand zwischen den Sende- und Empfangsantennen zu erreichen, wären sehr große Distanzen notwendig. Dies zeigt indirekt auch die gemessene Kopplung innerhalb der Sende- und Empfangsarrays in den Abbildungen A.4 und A.5, da in den Ar-

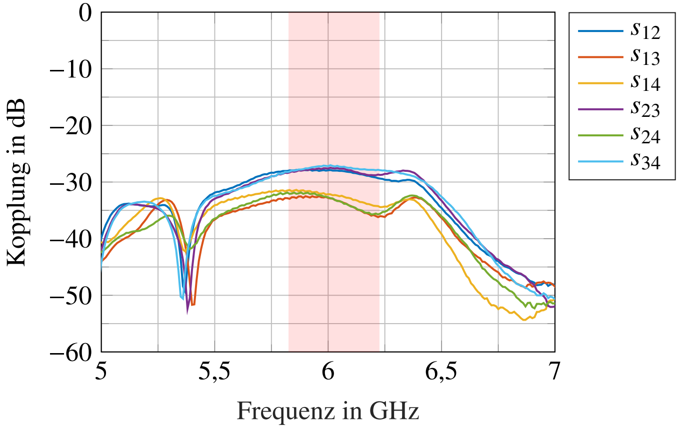


Abbildung A.4: Überkopplung zwischen den Sendeantennen im Array

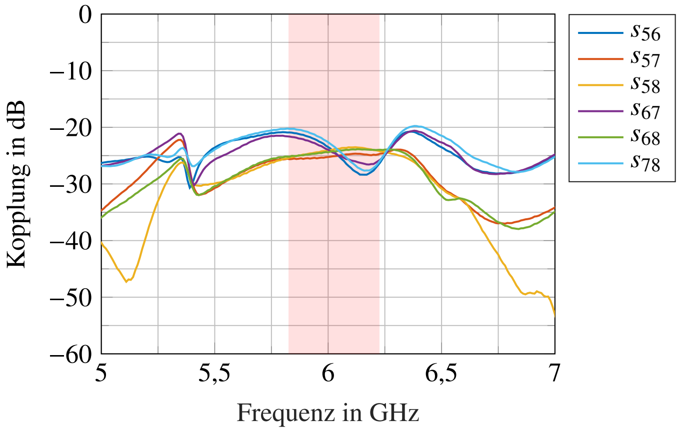


Abbildung A.5: Überkopplung zwischen den Empfangsantennen im Array

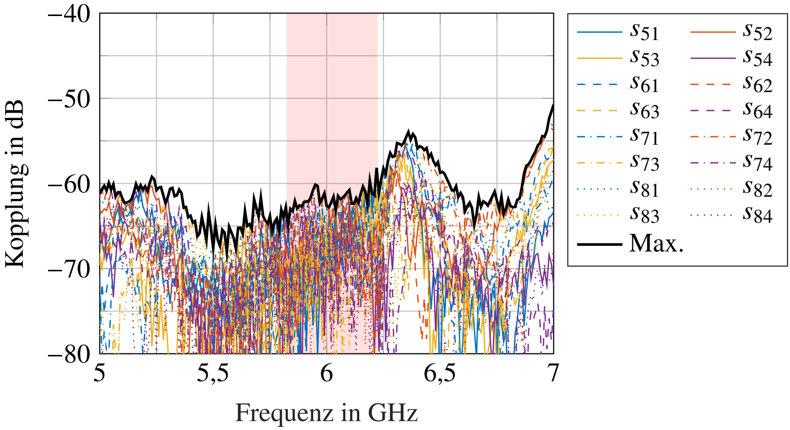


Abbildung A.6: Überkopplung zwischen den Sende- und Empfangsantennen im Array sowie deren Maximalwert über alle Kurven hinweg

rays selbst im Wesentlichen nur der Abstand als dämpfender Faktor auftritt. Das Sendearray, das Elementabstände von $2\lambda_c$ aufweist, erreicht dabei eine Entkopplung von mindestens −27 dB, während beim Empfangsarray durch die geringeren Abständen von $\lambda_c/2$ maximal −20 dB erzielbar waren. Bei der Kopplung zwischen den Sendern und Empfängern, dargestellt in Abbildung A.6, konnten im gewünschten Frequenzbereich hingegen nahezu −60 dB erreicht werden, was insbesondere auf die abgestuften Metallbarrieren zurückzuführen ist. Der hohe Entkopplungsgrad stellte dabei nicht unbeträchtliche Anforderungen an den Dynamikbereich des zum Vermessen eingesetzten Netzwerkanalysators.

A.1.4 Richtcharakteristik des Einzelelements

Die Anordnung der Antennen im MIMO-Array war so ausgelegt, dass ausschließlich der Azimutwinkel gemessen werden konnte. Aus diesem Grund spielte der Sichtbereich in Elevationsrichtung keine vordergründige Rolle. Dieser wäre gegenüber demjenigen eines einfachen Patches ohnehin durch die parasitären Elemente und die Metallbarrieren zwischen Sende- und Empfangsarray eingeschränkt gewesen. In Azimutrichtung hingegen wurde die Richtcharakteristik im Wesentlichen nur durch benachbarte Antennenelemente in Abhän-

gigkeit von deren Abstand beeinflusst. Aufgrund der Größe des MIMO-Arrays wurde für die Messung der Richtcharakteristik in den Abbildungen A.7–A.10 jedoch nur ein einzelnes isoliertes Element verwendet.
Das Maximum der Abstrahlung zeigt dabei wie gewünscht in 0°-Richtung senkrecht zur Antennenebene und der Gewinn liegt im genutzten Frequenzband von 5,825 GHz bis 6,225 GHz im Bereich zwischen 7 dBi und 9 dBi. Die Richtcharakteristik in der E-Ebene für die Kopolarisation ist im gewünschten Frequenzbereich weitgehend frequenzunabhängig und weist eine durchschnittliche 3 dB-Halbwertsbreite von ungefähr 78° auf. In der H-Ebene zeigt sich hingegen eine deutlich größere Frequenzabhängigkeit und die Halbwertsbreite schwankt zwischen etwa 37° und 51°. Ursächlich sind hierfür unter anderem die parasitären Elemente, die entlang der H-Ebene neben dem eigentlichen Patch angeordnet sind. Das Kreuzpolarisationslevel auf der anderen Seite beträgt sowohl für die E- als auch die H-Ebene maximal −9 dBi.

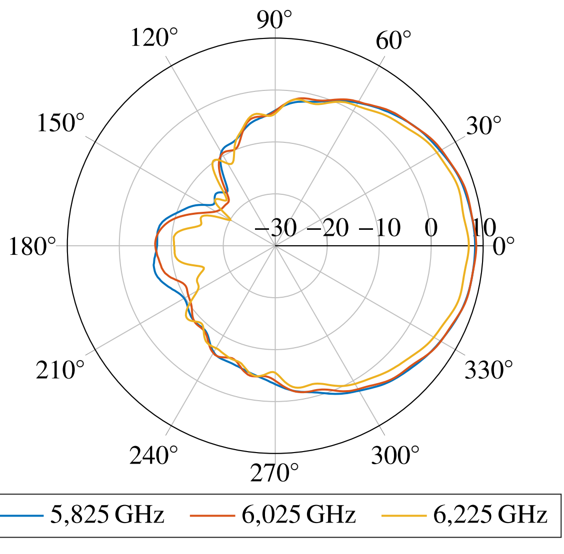


Abbildung A.7: Richtcharakteristik in dBi in der E-Ebene (Kopolarisation)

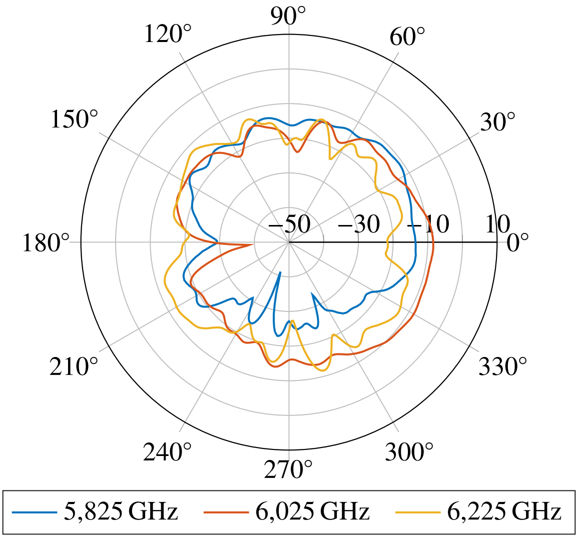


Abbildung A.8: Richtcharakteristik in dBi in der E-Ebene (Kreuzpolarisation)

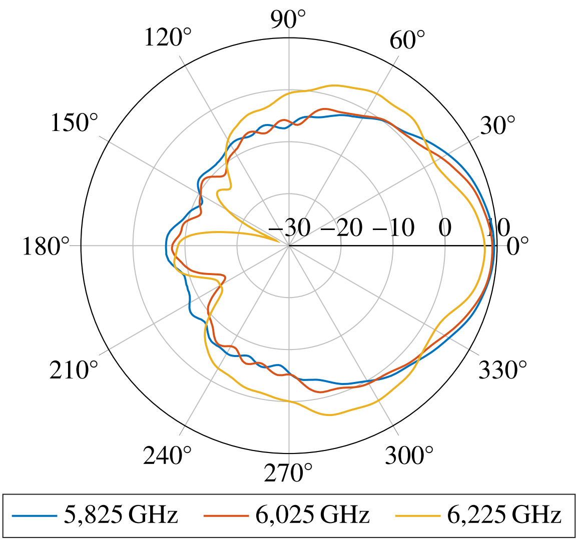


Abbildung A.9: Richtcharakteristik in dBi in der H-Ebene (Kopolarisation)

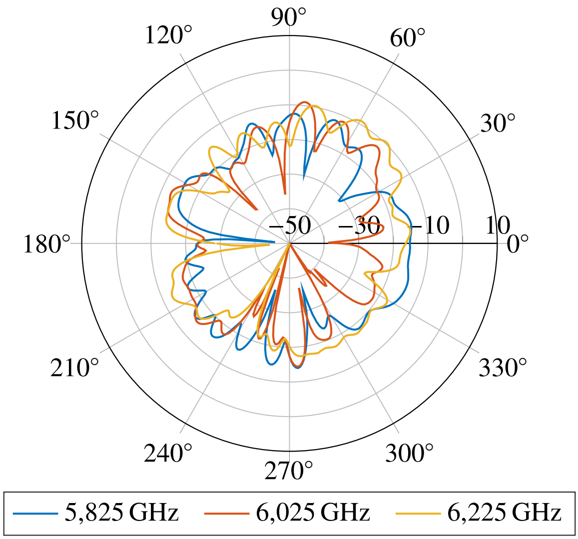


Abbildung A.10: Richtcharakteristik in dBi in der H-Ebene (Kreuzpolarisation)

A.2 Diplexer und Filter

Wie in Abschnitt 6.3 beschrieben wurde, mussten die Kammfrequenzen im Basisband separiert werden, da ein Mischen des OFDM-Signals mit dem gesamten Kamm im Mischer zu hohen Intermodulationsprodukten geführt hätte. Aus diesem Grund wurde ein Diplexer entworfen, der im Sendefall die beiden Kammfrequenzen $f_{\text{low}} = B/2 = 50\,\text{MHz}$ und $f_{\text{high}} = 3B/2 = 150\,\text{MHz}$ trennen sollte. Darüber hinaus wurden auf der Kammerzeugungsplatine weitere Filter eingesetzt, um insbesondere die Signale nach den Frequenzvervielfachern und Verstärkern von unerwünschten Harmonischen zu befreien. Diese könnten andernfalls beim Mischvorgang mit dem OFDM-Signal zu unerwünschten Aussendungen in benachbarten Frequenzbereichen oder sogar innerhalb des eigenen Bandes führen.

A.2.1 Diplexer

Aufgrund der Übergangsfrequenz im niedrigen dreistelligen Megahertz-Bereich bot sich die Realisierung des Diplexers mit diskreten Induktivitäten und Kapazitäten an. Ein Aufbau aus Leitungselementen wäre in diesem Frequenzbereich aufgrund der notwendigen hohen Leitungslängen ohnehin kaum möglich gewesen. Die Verwendung diskreter Elemente hatte allerdings den Nachteil, dass keine beliebigen Bauteilwerte zur Verfügung standen, sondern insbesondere bei den Induktivitäten auf die E12-Reihe [DIN15] zurückgegriffen werden musste. Zur Bestimmung der Komponenten in Abbildung A.11 wurde den Tabellen in [VW64] ein modifiziertes Tschebyscheff-Polynom für einen Diplexer mit Filtern 5. Ordnung und einer Welligkeit von 0,5 dB im Durchlassbereich entnommen. Hieraus konnten im Anschluss unter Zuhilfenahme des gewünschten Wellenwiderstands von $Z_0 = 50\,\Omega$ sowie der Übergangsfrequenz von $f_{\text{cut}} = 100\,\text{MHz}$ die erforderlichen, idealen Werte für die Spulen und Kondensatoren bestimmt werden. Im nächsten Schritt wurden dann die Bauteilwerte der E12-Reihe, die den berechneten am nächsten lagen, ausgewählt und die resultierende Schaltung simuliert. Durch die Abweichung zwischen den idealen und den real verfügbaren Bauteilwerten traten kleinere Frequenzverschiebungen sowie eine Verschlechterung der Anpassung auf, weshalb teilweise noch händische Nachoptimierungen nötig waren. Die finalen Bauteilwerte für die Kammerzeugungsplatine finden sich in Tabelle A.1.

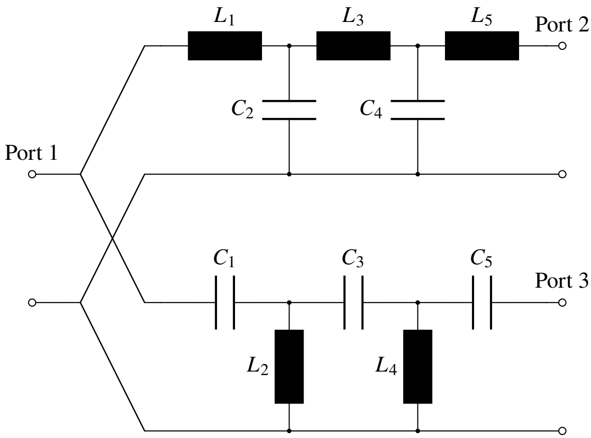


Abbildung A.11: Diplexer 5. Ordnung.

Tabelle A.1: Bauteilwerte des Diplexers mit Filtern 5. Ordnung

Tiefpass		Hochpass	
L_1	120 nH	C_1	15 pF
C_2	47 pF	L_2	47 nH
L_3	150 nH	C_3	15 pF
C_4	47 pF	L_4	56 nH
L_5	680 nH	C_5	33 pF

Zusätzlich zur Differenz zwischen realen und idealen Bauteilwerten führen auch parasitäre Eigenschaften wie z. B. ohmsche Verluste zu einer Veränderung der Transmission und Anpassung des entworfenen Diplexers. Dennoch zeigen die gemessenen Streuparameter der aufgebauten Schaltung in Abbildung A.12 und A.13, dass der Diplexer seine Funktion erfüllt. Während das Eingangssignal bei 50 MHz an Port 2 nur geringfügig verringert ausgegeben wird, widerfährt es an Port 3 eine Dämpfung von fast 40 dB. Umgekehrt wird das Signal bei 150 MHz zwischen Port 1 und Port 3 nur minimal beeinflusst, während die zugehörige Dämpfung an Port 2 über 30 dB beträgt.

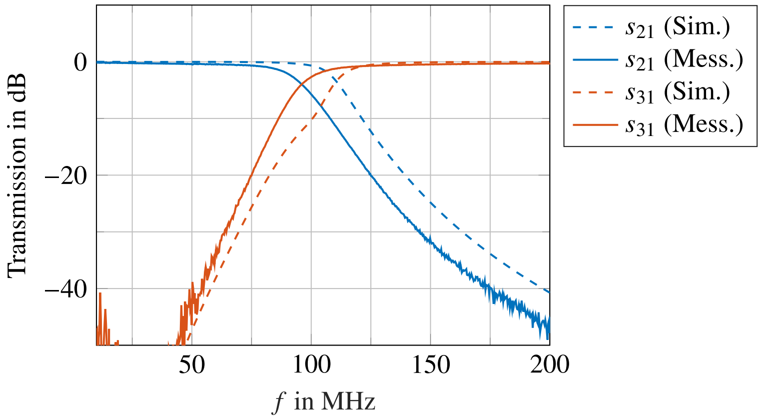


Abbildung A.12: Transmission des Diplexers mit einer Übernahmefrequenz von $f_{cut} = 100\,\mathrm{MHz}$

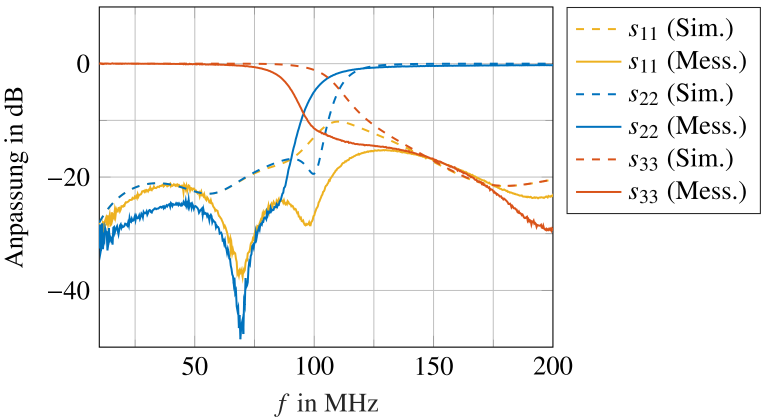


Abbildung A.13: Anpassung des Diplexers mit einer Übernahmefrequenz von $f_{cut} = 100\,\mathrm{MHz}$

A.2.2 Tiefpass- und Hochpassfilter

Die auf der Kammerzeugungsplatine zusätzlich eingesetzten Tief- und Hochpassfilter dienen im Wesentlichen dazu, Harmonische der gewünschten Frequenzen zu unterdrücken, die beispielsweise in nichtlinearen Bauteilen wie Frequenzvervielfachern oder Verstärkern entstehen. Darüber hinaus wurde ein Tiefpass direkt hinter den Eingang der Schaltung platziert, der als *Anti-Imaging*-Filter des DACs in Abbildung 6.6 fungiert.
Damit die gewünschten Signale trotz Bauteiltoleranzen und Beschränkung auf die E12-Reihe nicht zu sehr beeinflusst werden, wurden die Grenzfrequenzen der Tiefpässe jeweils ein Drittel höher gewählt als die maximalen Frequenzen, die das jeweilige Filter noch passieren sollen. Für das *Anti-Imaging*-Filter beispielsweise, das zur Unterdrückung der spektralen Wiederholungen des USRP-Ausgangssignals bei $B/4 = 25\,\text{MHz}$ eingesetzt wird, wurde die Grenzfrequenz zu $f_{\text{cut}} = 4/3 \cdot 25\,\text{MHz} = 33{,}3\,\text{MHz}$ gesetzt. Bei den Hochpässen wurden umgekehrt die Grenzfrequenzen um denselben Faktor niedriger gewählt.
Die im Blockdiagramm in Abbildung 6.6 enthaltenen Bandpassfilter bestehen in der Realität aus einer Hintereinanderschaltung aus Tiefpass- und Hochpassfiltern, da diese Kombination bei Testmessungen deutlich bessere Resultate als beim direkten Aufbau der Bandpassfilter aus diskreten Elementen lieferte. Ursache hierfür war vor allem die Beschränkung auf die E12-Reihe, da die Bandpässe deutlich empfindlicher auf eine Abweichung von den idealen Bauteilwerten reagierten als die Tief- und Hochpassfilter.
Die Tiefpässe weisen die in Abbildung A.14 gezeigte Struktur und eine Filterordnung von sieben auf. Für den Entwurf wurden den Tabellen in [Poz05] die entsprechenden Filterkoeffizienten für ein Filter mit gleichmäßigen Rippeln und einer Welligkeit von 0,5 dB im Durchlassbereich entnommen. Die Grenzfrequenzen ergeben sich zu $4/3 \cdot 50\,\text{MHz} = 66{,}7\,\text{MHz}$ nach dem ersten und

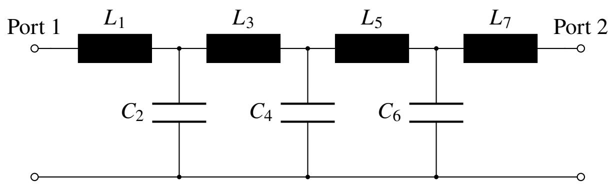


Abbildung A.14: Tiefpass 7. Ordnung

$4/3 \cdot 100\,\mathrm{MHz} = 133{,}3\,\mathrm{MHz}$ nach dem zweiten Verdoppler. Nach dem Zweiseitenbandmischer beträgt sie $4/3 \cdot 150\,\mathrm{MHz} = 200\,\mathrm{MHz}$. Hieraus resultieren die Bauteilwerte in Tabelle A.2, die jeweils an die E12-Reihe angepasst sind. Die Abbildungen A.15–A.18 zeigen im Anschluss die simulierte und gemessene Anpassung und Transmission aller vier Tiefpassvarianten. Alle Kurven weisen eine gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung sowie eine Anpassung von mindestens −10 dB im Durchlassbereich auf.

Tabelle A.2: Bauteilwerte der Tiefpassfilter 7. Ordnung

	Grenzfrequenz f_{cut}			
	33,3 MHz	66,7 MHz	133,3 MHz	200 MHz
L_1	390 nH	180 nH	100 nH	68 nH
C_2	150 pF	68 pF	33 pF	22 pF
L_3	680 nH	330 nH	180 nH	120 nH
C_4	150 pF	68 pF	33 pF	22 pF
L_5	680 nH	330 nH	180 nH	120 nH
C_6	150 pF	68 pF	33 pF	22 pF
L_7	390 nH	180 nH	100 nH	68 nH

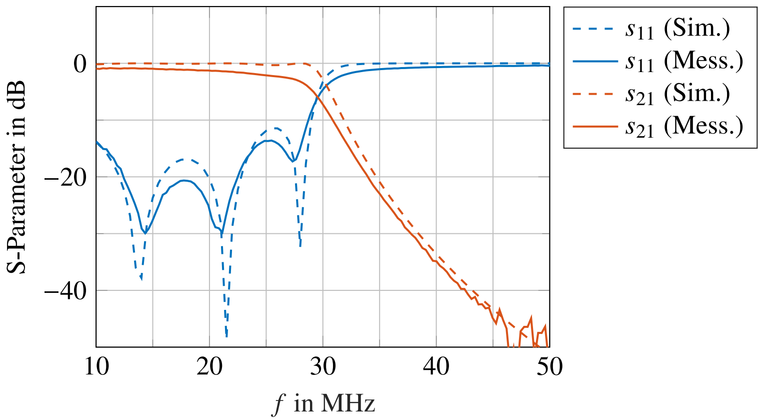


Abbildung A.15: Anpassung und Transmission des Tiefpassfilters mit einer Entwurfsgrenzfrequenz von f_{cut} = 33,3 MHz

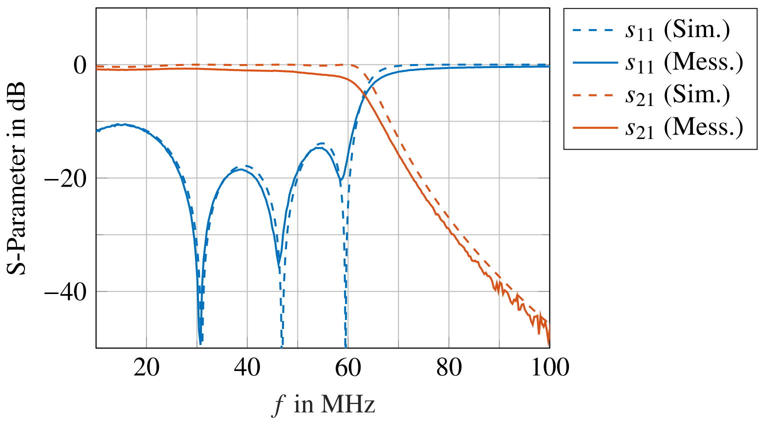


Abbildung A.16: Anpassung und Transmission des Tiefpassfilters mit einer Entwurfsgrenzfrequenz von f_{cut} = 66,7 MHz

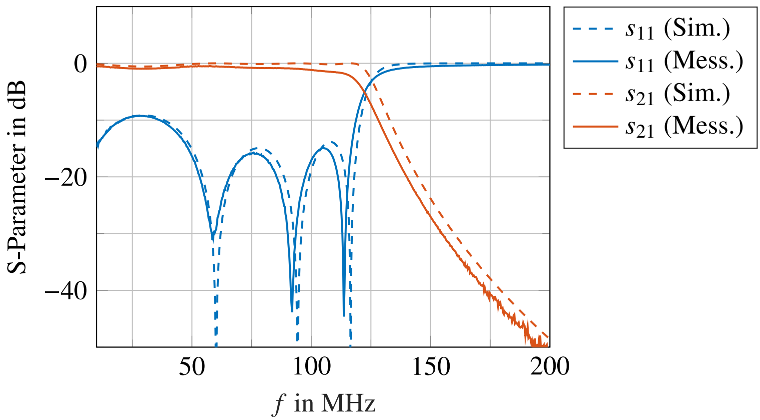


Abbildung A.17: Anpassung und Transmission des Tiefpassfilters mit einer Entwurfsgrenzfrequenz von $f_{\text{cut}} = 133{,}3\,\text{MHz}$

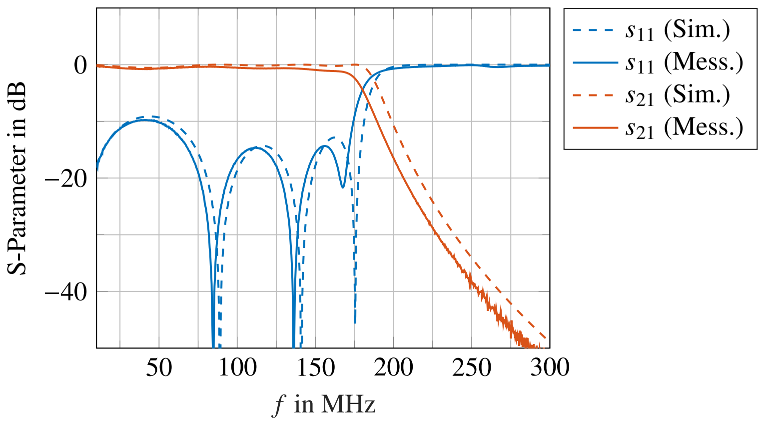


Abbildung A.18: Anpassung und Transmission des Tiefpassfilters mit einer Entwurfsgrenzfrequenz von $f_{\text{cut}} = 200\,\text{MHz}$

Alle Hochpässe sind entsprechend Abbildung A.19 aufgebaut und weisen eine Filterordnung von fünf auf, wobei die benötigten Filterkoeffizienten den Tabellen in [Poz05] entnommen wurden. Die gegenüber den Tiefpässen verringerte Ordnung ist darauf zurückzuführen, dass bei einem Wert höher als fünf die Testmessungen des Aufbaus aus diskreten Elementen ein unzureichendes Übertragungsverhalten gezeigt haben. Die Hochpässe wurden in zwei Varianten mit Grenzfrequenzen von $3/4 \cdot 50\,\text{MHz} = 37{,}5\,\text{MHz}$ und $3/4 \cdot 100\,\text{MHz} = 75\,\text{MHz}$ benötigt. Die zugehörigen Bauteilwerte der Spulen und Kondensatoren finden sich in Tabelle A.3, während die Abbildungen A.20 und A.21 Anpassung und Transmission der entworfenen Hochpässe wiedergeben. Auch hier zeigt sich eine sehr gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung, wobei jeweils eine Anpassung von mindestens $-10\,\text{dB}$ im Durchlassbereich erreicht wird. Die gewünschten Frequenzen werden darüber hinaus nur geringfügig gedämpft, während die ursprünglichen Eingangsfrequenzen der Verdoppler, nach denen die Hochpassfilter vorwiegend zum Einsatz kommen, zuverlässig unterdrückt werden.

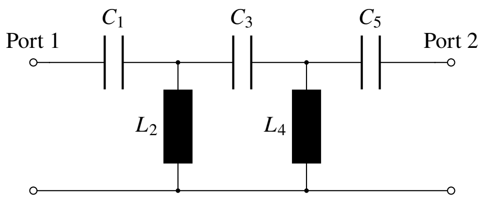


Abbildung A.19: Hochpass 5. Ordnung

Tabelle A.3: Bauteilwerte der Hochpassfilter 5. Ordnung

	Grenzfrequenz f_{cut}	
	37,5 MHz	75 MHz
C_1	47 pF	22 pF
L_2	180 nH	82 nH
C_3	33 pF	15 pF
L_4	180 nH	82 nH
C_5	47 pF	22 pF

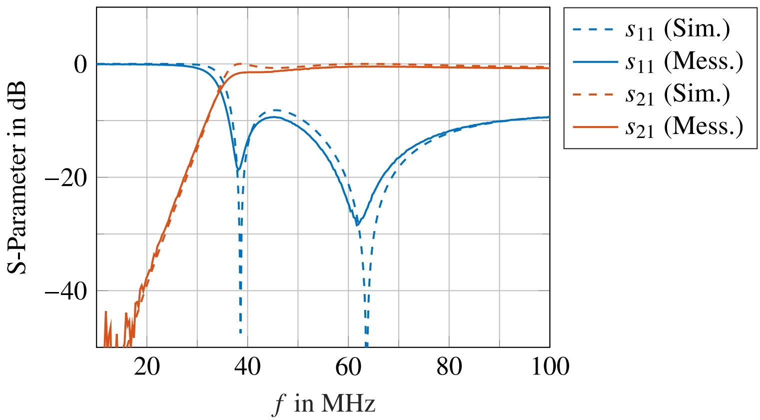


Abbildung A.20: Anpassung und Transmission des Hochpassfilters mit einer Entwurfsgrenzfrequenz von $f_{cut} = 37{,}5$ MHz

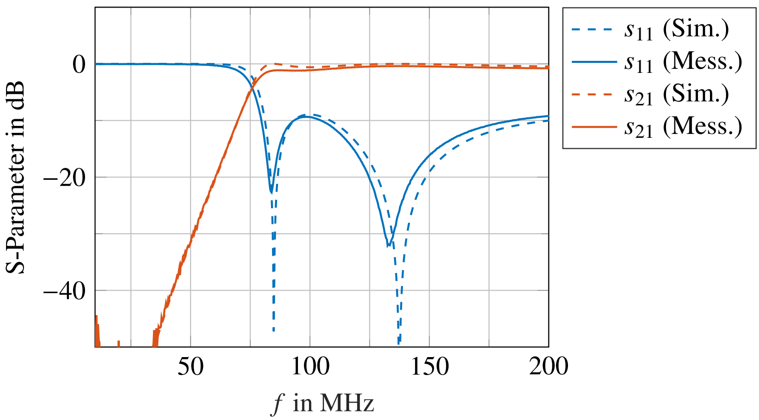


Abbildung A.21: Anpassung und Transmission des Hochpassfilters mit einer Entwurfsgrenzfrequenz von $f_{cut} = 75\,\text{MHz}$

A.3 Analoger Radarzielsimulator

Da die nutzbare Länge der Antennenmesskammer des IHE auf circa 6 m begrenzt ist und gleichzeitig durch die Beschränkungen der Messhardware nur eine relativ große Geschwindigkeitsauflösung möglich war, konnten mithilfe von Tripelspiegeln nur statische Objekte vermessen werden. Um das entworfene Verfahren und den Demonstrator trotzdem in dynamischen Szenarien testen zu können, wurde auf einen anlogen Radarzielsimulator zurückgegriffen. Dieser wurde mithilfe von Signalgeneratoren und diskreten Komponenten aufgebaut und erlaubte die Erzeugung eines dynamischen Punktziels mit nahezu beliebigen Geschwindigkeiten. Abbildung A.22 zeigt das entsprechende Blockdiagramm des Zielsimulators, dessen realer Aufbau in Bild 7.2 zu sehen ist. Die vom Radar abgestrahlte Welle wird dabei zunächst von einer *Double-Ridged-Waveguide-Horn*-Antenne [EL20] empfangen, verstärkt und dann mit einem Zweiseitenbandmischer auf eine Zwischenfrequenz von $f_{\mathrm{IF}} = f_{\mathrm{c}} - f_{\mathrm{LO,1}} = 1\,\mathrm{GHz}$ heruntergemischt. Um das hierbei entstehende Frequenzband um $f_{\mathrm{c}} + f_{\mathrm{LO,1}} = 11{,}05\,\mathrm{GHz}$ zu unterdrücken, wird dem Ausgang des Mischers ein Tiefpassfilter nachgeschaltet. Anschließend wird das Signal verstärkt und nochmals gefiltert, um Harmonische zu unterdrücken, die bei der Verstärkung entstanden sind. In einem zweiten Mischer wird das Signal auf der Zwischenfrequenz dann wieder in den ursprünglichen Frequenzbereich angeho-

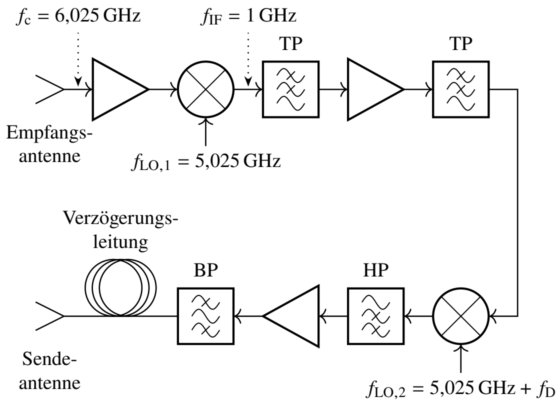


Abbildung A.22: Blockdiagramm des analogen Radarzielsimulators

ben, allerdings beaufschlagt um einen zusätzlichen Doppler-Offset f_D. Da auch hierbei wieder ein Zweiseitenbandmischer zum Einsatz kommt, wird das Ausgangssignal erneut gefiltert, diesmal mit einem Hochpass, bevor es ein letztes Mal verstärkt wird. Vor der Sendeantenne folgen noch ein Bandpass sowie eine zusätzliche Verzögerungsleitung. Diese ermöglicht die Emulation des Ziels in einer größeren Entfernung, als die Dimensionen der Messkammer erlauben würden. Die Sendeantenne, die baugleich zur verwendeten Empfangsantenne ist, strahlt das Signal schließlich wieder in Richtung des Radars ab.

Literaturverzeichnis

[AJ16] Ann, P. P.; Jose, R.: Comparison of PAPR Reduction Techniques in OFDM systems. In: *2016 International Conference on Communication and Electronics Systems (ICCES)*, 2016, S. 1–5

[BAFV19] Barneto, C. B.; Anttila, L.; Fleischer, M.; Valkama, M.: OFDM Radar with LTE Waveform: Processing and Performance. In: *2019 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, 2019, S. 1–4

[Bra14] Braun, M.: *OFDM Radar Algorithms in Mobile Communication Networks*, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Diss., 2014

[BSJ10] Braun, M.; Sturm, C.; Jondral, F. K.: Maximum Likelihood Speed and Distance Estimation for OFDM Radar. In: *2010 IEEE Radar Conference*, 2010, S. 256–261

[BSMM16] Bronštejn, I. N.; Semendjajew, K. A.; Mühlig, H.; Musiol, G.: *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Europa-Lehrmittel Nourney, Vollmer GmbH & Company KG, 2016

[BSNJ09] Braun, M.; Sturm, C.; Niethammer, A.; Jondral, F. K.: Parametrization of Joint OFDM-based Radar and Communication Systems for Vehicular Applications. In: *2009 IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2009, S. 3020–3024

[Bun03] Bundesnetzagentur: Allgemeinzuteilung von Frequenzen in den Frequenzteilbereichen gemäß Frequenzbereichszuweisungsplanverordnung (FreqBZPV), Teil B: Nutzungsbestimmungen (NB) D138 und D150 für die Nutzung durch die Allgemeinheit für ISM-Anwendungen, Vfg 76 / 2003. Bonn, 2003

[CDS98] Chen, S. S.; Donoho, D. L.; Saunders, M. A.: Atomic Decomposition by Basis Pursuit. In: *SIAM Journal on Scientific Computing* 20 (1998), August, Nr. 1, S. 33–61

[Cos84] Costas, J. P.: A Study of a Class of Detection Waveforms having Nearly Ideal Range-Doppler Ambiguity. In: *Proceedings of the IEEE* 72 (1984), Nr. 8, S. 996–1009

[CRT06] Candès, E. J.; Romberg, J. K.; Tao, T.: Stable Signal Recovery from Incomplete and Inaccurate Measurements. In: *Communications on Pure and Applied Mathematics* 59 (2006), März, Nr. 8, S. 1207–1223

[DIN15] DKE/GK 613: Vorzugsreihen für die Nennwerte von Widerständen und Kondensatoren (IEC 60063:2015); Deutsche Fassung DIN EN 60063:2015. Frankfurt am Main, November 2015

[Don06a] Donoho, D. L.: Compressed Sensing. In: *IEEE Transactions on Information Theory* 52 (2006), April, Nr. 4, S. 1289–1306

[Don06b] Donoho, D. L.: For Most Large Underdetermined Systems of Linear Equations the Minimal ℓ_1-norm Solution is also the Sparsest Solution. In: *Communications on Pure and Applied Mathematics* 59 (2006), März, Nr. 6, S. 797–829

[DSSO18] Dokhanchi, S. H.; Shankar, M. R. B.; Stifter, T.; Ottersten, B.: OFDM-based Automotive Joint Radar-Communication System. In: *2018 IEEE Radar Conference (RadarConf18)*, 2018, S. 902–907

[EL20] ETS-Lindgren: *3115 Double-Ridged Guide Antenna*. `http://www.ets-lindgren.com/products/antennas/double-ridged-guide/4002/400203`. Version: November 2020

[ER87] Eaves, J.; Reedy, E.: *Principles of Modern Radar*. Springer US, 1987

[ETS15] European Telecommunications Standards Institute: Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television (ETSI EN 300 744). Sophia Antipolis, F, Oktober 2015

[ETS17a] European Telecommunications Standards Institute: Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers (ETSI EN 300 401). Sophia Antipolis, F, Januar 2017

[ETS17b] European Telecommunications Standards Institute: Short Range Devices; Transport and Traffic Telematics (TTT); Short Range Radar equipment operating in the 77 GHz to 81 GHz band; Harmonised Standard covering the essential requirements of article 3.2 of Directive 2014/53/EU (ETSI EN 302 264). Sophia Antipolis, F, März 2017

[Ett20a] Ettus Research: *About USRP Bandwidths and Sampling Rates*. https://kb.ettus.com/About_USRP_Bandwidths_and_Sampling_Rates. Version: Juli 2020

[Ett20b] Ettus Research: *OctoClock-G CDA-2990*. https://www.ettus.com/all-products/octoclock-g/. Version: Dezember 2020

[Ett20c] Ettus Research: *USRP X310*. https://www.ettus.com/all-products/x310-kit. Version: Dezember 2020

[Fen16] Fennel, M.: *Design und Optimierung eines Antennenarrays für MIMO-OFDM-Radar*, Karlsruher Institut für Technologie, Bachelorarbeit, September 2016

[FNG06] Franken, G. E. A.; Nikookar, H.; Genderen, P. V.: Doppler Tolerance of OFDM-coded Radar Signals. In: *2006 European Radar Conference*, 2006, S. 108–111

[Gam20] Gamba, J.: *Radar Signal Processing for Autonomous Driving*. 1. Auflage. Singapur : Springer, 2020

[GG04] Göckler, H. G.; Groth, A.: *Multiratensysteme : Abtastratenumsetzung und digitale Filterbänke*. Schlembach-Fachverlag, 2004

[Goe11] Göbel, J.: *Radartechnik : Grundlagen und Anwendungen*. 2. vollst. überarb. Auflage. Berlin : VDE-Verl., 2011

[Har78] Harris, F. J.: On the Use of Windows for Harmonic Analysis With the Discrete Fourier Transform. In: *Proceedings of the IEEE* 66 (1978), Nr. 1, S. 51–83

[HDL+10] Huo, K.; Deng, B.; Liu, Y.; Jiang, W.; Mao, J.: The Principle of Synthesizing HRRP Based on a New OFDM Phase-coded Stepped-frequency Radar Signal. In: *IEEE 10th International Conference on Signal Processing Proceedings (ICSP)*, 2010, S. 1994–1998

[HGL+16] Hakobyan, G.; Girma, M.; Li, X.; Tammireddy, N.; Yang, B.: Repeated Symbols OFDM-MIMO Radar at 24 GHz. In: *2016 European Radar Conference (EuRAD)*, 2016, S. 249–252

[HMS+13] Harter, M.; Mahler, T.; Schipper, T.; Ziroff, A.; Zwick, T.: 2-D Antenna Array Geometries for MIMO Radar Imaging by Digital Beamforming. In: *2013 European Microwave Conference*, 2013, S. 1695–1698

[HTS+12] Hasch, J.; Topak, E.; Schnabel, R.; Zwick, T.; Weigel, R.; Waldschmidt, C.: Millimeter-Wave Technology for Automotive Radar Sensors in the 77 GHz Frequency Band. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 60 (2012), Nr. 3, S. 845–860

[Hue04a] Hülsmeyer, C.: *Verfahren, um metallische Gegenstände mittels elektrischer Wellen einem Beobachter zu melden.* Patent DE 165546, erteilt am 30. April 1904

[Hue04b] Hülsmeyer, C.: *Verfahren zur Bestimmung der Entfernung von metallischen Gegenständen (Schiffen o. dgl.), deren Gegenwart durch das Verfahren nach Patent 165546 festgestellt wird.* Patent DE 169154, erteilt am 11. November 1904

[HY16] Hakobyan, G.; Yang, B.: A Novel OFDM-MIMO Radar with Non-equidistant Subcarrier Interleaving and Compressed Sensing. In: *2016 17th International Radar Symposium (IRS)*, 2016, S. 1–5

[HY18] Hakobyan, G.; Yang, B.: A Novel Intercarrier-Interference Free Signal Processing Scheme for OFDM Radar. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 67 (2018), Nr. 6, S. 5158–5167

[IEE20] IEEE Standards Association: IEEE Standard for Information Technology – Telecommunications and Information Exchange between Systems – Local and Metropolitan Area Networks – Specific Requirements – Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications (IEEE 802.11-2020). Piscataway, NJ, USA, Dezember 2020

[Jae12] Jäkel, H.: *Skript zur Vorlesung Signalverarbeitung in der Nachrichtentechnik*. Institut für Nachrichtentechnik, Karlsruher Institut für Technologie, 2012

[Jam89] James, R. J.: A history of radar. In: *IEE Review* 35 (1989), Nr. 9, S. 343–349

[Jim21] Jim Zyren: *Overview of the 3GPP Long Term Evolution Physical Layer*. `https://www.nxp.com/docs/en/white-paper/3GPPEVOLUTIONWP.pdf`. Version: Mai 2021

[JW02] Jondral, F. K.; Wiesler, A.: *Wahrscheinlichkeitsrechnung und stochastische Prozesse : Grundlagen für Ingenieure und Naturwissenschaftler*. 2. durchges. und aktualisierte Auflage. Stuttgart : Teubner, 2002

[Kar17] Karrenberg, U.: *Signale – Prozesse – Systeme : Eine multimediale und interaktive Einführung in die Signalverarbeitung*. 7. Auflage. Berlin, Heidelberg : Springer Vieweg, 2017

[KBK13] Kodali, R. K.; Bopppana, L.; Kondapalli, S. R.: DDC and DUC Filters in SDR platforms. In: *2013 15th International Conference on Advanced Computing Technologies (ICACT)*, 2013, S. 1–6

[KES+21] Knill, C.; Embacher, F.; Schweizer, B.; Stephany, S.; Waldschmidt, C.: Coded OFDM Waveforms for MIMO Radars. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 70 (2021), Nr. 9, S. 8769–8780

[Kli01] Klingen, B.: *Komplexwertige Funktionen*. Springer Berlin Heidelberg, 2001

[KR03] Kumar, G.; Ray, K.: *Broadband Microstrip Antennas*. Artech House, 2003

[KRS+19] Knill, C.; Roos, F.; Schweizer, B.; Schindler, D.; Waldschmidt, C.: Random Multiplexing for an MIMO-OFDM Radar With Compressed Sensing-Based Reconstruction. In: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 29 (2019), Nr. 4, S. 300–302

[KSS+18] Knill, C.; Schweizer, B.; Sparrer, S.; Roos, F.; Fischer, R. F. H.; Waldschmidt, C.: High Range and Doppler Resolution by Application of Compressed Sensing Using Low Baseband Bandwidth OFDM Radar. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 66 (2018), Nr. 7, S. 3535–3546

[LC21] Lee, H.; Chun, J.: Virtual Array Response Vector for Angle Estimation of MIMO Radar with a Wide-Band Interleaved OFDM Signal. In: *IEEE Communications Letters* 25 (2021), Nr. 5, S. 1539–1543

[Lev00] Levanon, N.: Multifrequency Radar Signals. In: *Record of the IEEE 2000 International Radar Conference*, 2000, S. 683–688

[LMI15] Lellouch, G.; Mishra, A. K.; Inggs, M.: Stepped OFDM Radar Technique to Resolve Range and Doppler Simultaneously. In: *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* 51 (2015), Nr. 2, S. 937–950

[Lud13] Ludloff, A.: *Praxiswissen Radar und Radarsignalverarbeitung*. Vieweg+Teubner Verlag, 2013

[Mal96] Malmgren, G.: Impact of Carrier Frequency Offset, Doppler Spread and Time Synchronisation errors in OFDM based Single Frequency Networks. In: *Proceedings of GLOBECOM'96. 1996 IEEE Global Telecommunications Conference* Bd. 1, 1996, S. 729–733

[Max20] Maxim Integrated: *APPLICATION NOTE 3853: Equalizing Techniques Flatten DAC Frequency Response*. `https://www.maximintegrated.com/en/design/technical-documents/app-notes/3/3853.html`. Version: Oktober 2020

[Mei15] Meister, A.: *Numerik linearer Gleichungssysteme : Eine Einführung in moderne Verfahren. Mit MATLAB®-Implementierungen von C. Vömel*. 5. überarb. Auflage. Wiesbaden : Springer Spektrum, 2015

[MH97] Müller, S. H.; Huber, J. B.: A Comparison of Peak Power Reduction Schemes for OFDM. In: *GLOBECOM 97. IEEE Global Telecommunications Conference. Conference Record* Bd. 1, 1997, S. 1–5

[MPVZ19] Multerer, T.; Prechtel, U.; Vossiek, M.; Ziegler, V.: Systematic Phase Correction for Direction-of-Arrival Estimation in Spectrally Interleaved OFDM MIMO Radar. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 67 (2019), Nr. 11, S. 4570–4577

[MSKB17] Meinl, F.; Stolz, M.; Kunert, M.; Blume, H.: An Experimental High Performance Radar System for Highly Automated Driving. In: *2017 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*, 2017, S. 71–74

[OS99] Oppenheim, A. V.; Schafer, R. W.: *Zeitdiskrete Signalverarbeitung : mit 19 Tabellen, 112 Beispielen und 403 Aufgaben*. 3. durchges. Auflage. München [u.a.] : Oldenbourg, 1999

[PFS15] Pfeffer, C.; Feger, R.; Stelzer, A.: A Stepped-Carrier 77-GHz OFDM MIMO Radar System with 4 GHz Bandwidth. In: *2015 European Radar Conference (EuRAD)*, 2015, S. 97–100

[PM14] Proakis, J. G.; Manolakis, D. G.: *Digital Signal Processing*. 4. Auflage. Harlow : Pearson, 2014

[Poz82] Pozar, D.: Input Impedance and Mutual Coupling of Rectangular Microstrip Antennas. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 30 (1982), Nr. 6, S. 1191–1196

[Poz92] Pozar, D. M.: Microstrip antennas. In: *Proceedings of the IEEE* 80 (1992), Nr. 1, S. 79–91

[Poz05] Pozar, D. M.: *Microwave Engineering*. 3. Auflage. Hoboken, NJ : Wiley, 2005

[Pue19] Puente León, F.: *Messtechnik : Grundlagen, Methoden und Anwendungen*. 11. Auflage. Berlin : Springer Vieweg, 2019

[Raz12] Razavi, B. (Hrsg.): *RF Microelectronics*. 2. Auflage. Upper Saddle River, NJ : Prentice Hall, 2012

[Ric20] Rice University: *YALL1: Your ALgorithms for L1*. `http://yall1.blogs.rice.edu`. Version: Oktober 2020

[Roc73] Rockafellar, R. T.: The Multiplier Method of Hestenes and Powell Applied to Convex Programming. In: *Journal of Optimization Theory and Applications* 12 (1973), Dezember, Nr. 6, S. 555–562

[Rog21] Rogers Corporation: *RT/duroid® 5880 Laminates*. `https://rogerscorp.com/advanced-connectivity-solutions/rt-duroid-laminates/rt-duroid-5880-laminates`. Version: Januar 2021

[Roh11] Rohling, H.: Ordered Statistic CFAR Technique – an Overview. In: *2011 12th International Radar Symposium (IRS)*, 2011, S. 631–638

[RSGZ12] Reichardt, L.; Sturm, C.; Grünhaupt, F.; Zwick, T.: Demonstrating the Use of the IEEE 802.11P Car-to-Car Communication Standard for Automotive Radar. In: *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2012, S. 1576–1580

[SBZW10a] Sturm, C.; Braun, M.; Zwick, T.; Wiesbeck, W.: A Multiple Target Doppler Estimation Algorithm for OFDM based Intelligent Radar Systems. In: *The 7th European Radar Conference*, 2010, S. 73–76

[SBZW10b] Sturm, C.; Braun, M.; Zwick, T.; Wiesbeck, W.: A System Demonstrator for the Performance Evaluation of a 24 GHz ISM Band Radar operating with OFDM Waveforms. In: *2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2010, S. 1–4

[SD10] Shieh, W.; Djordjevic, I.: *OFDM for Optical Communications*. Amsterdam : Elsevier Academic Press, 2010

[Sit17] Sit, Y. L.: *MIMO OFDM Radar-Communication System with Mutual Interference Cancellation*, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Diss., 2017

[Sko85] Skolnik, M. I.: Fifty Years of Radar. In: *Proceedings of the IEEE* 73 (1985), Nr. 2, S. 182–197

[SKSW18] Schweizer, B.; Knill, C.; Schindler, D.; Waldschmidt, C.: Stepped-Carrier OFDM-Radar Processing Scheme to Retrieve High-Resolution Range-Velocity Profile at Low Sampling Rate. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 66 (2018), Nr. 3, S. 1610–1618

[SSBZ13] Sturm, C.; Sit, Y. L.; Braun, M.; Zwick, T.: Spectrally interleaved multi-carrier signals for radar network applications and multi-input multi-output radar. In: *IET Radar, Sonar Navigation* 7 (2013), Nr. 3, S. 261–269

[SSK+18a] Schindler, D.; Schweizer, B.; Knill, C.; Hasch, J.; Waldschmidt, C.: MIMO-OFDM Radar Using a Linear Frequency Modulated Carrier to Reduce Sampling Requirements. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 66 (2018), Nr. 7, S. 3511–3520

[SSK+18b] Schweizer, B.; Schindler, D.; Knill, C.; Hasch, J.; Waldschmidt, C.: Expanding the Unambiguous Velocity Limitation of the Stepped-Carrier OFDM Radar Scheme. In: *2018 15th European Radar Conference (EuRAD)*, 2018, S. 22–25

[SSK+18c] Schweizer, B.; Schindler, D.; Knill, C.; Hasch, J.; Waldschmidt, C.: On Hardware Implementations of Stepped-Carrier OFDM Radars. In: *2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium – IMS*, 2018, S. 891–894

[SSK+19] Schindler, D.; Schweizer, B.; Knill, C.; Hasch, J.; Waldschmidt, C.: An Integrated Stepped-Carrier OFDM MIMO Radar Utilizing a Novel Fast Frequency Step Generator for Automotive Applications. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 67 (2019), Nr. 11, S. 4559–4569

[SSZ11] Sit, Y. L.; Sturm, C.; Zwick, T.: Doppler Estimation in an OFDM Joint Radar and Communication System. In: *2011 German Microwave Conference*, 2011, S. 1–4

[Stu12] Sturm, C. A.: *Gemeinsame Realisierung von Radar-Sensorik und Funkkommunikation mit OFDM-Signalen*, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Diss., 2012

[SW11] Sturm, C.; Wiesbeck, W.: Waveform Design and Signal Processing Aspects for Fusion of Wireless Communications and Radar Sensing. In: *Proceedings of the IEEE* 99 (2011), Nr. 7, S. 1236–1259

[SZW09] Sturm, C.; Zwick, T.; Wiesbeck, W.: An OFDM System Concept for Joint Radar and Communications Operations. In: *VTC Spring 2009 - IEEE 69th Vehicular Technology Conference*, 2009, S. 1–5

[SZWB10] Sturm, C.; Zwick, T.; Wiesbeck, W.; Braun, M.: Performance Verification of Symbol-Based OFDM Radar Processing. In: *2010 IEEE Radar Conference*, 2010, S. 60–63

[UK16] Uchendu, I.; Kelly, J.: Survey of Beam Steering Techniques Available for Millimeter Wave Applications. In: *Progress In Electromagnetics Research B* 68 (2016), Januar, S. 35–54

[VRD+20] Vasanelli, C.; Roos, F.; Durr, A.; Schlichenmaier, J.; Hugler, P.; Meinecke, B.; Steiner, M.; Waldschmidt, C.: Calibration and Direction-of-Arrival Estimation of Millimeter-Wave Radars: A Practical Introduction. In: *IEEE Antennas and Propagation Magazine* 62 (2020), Nr. 6, S. 34–45

[VW64] Veltrop, R. G.; Wilds, R. B.: Modified Tables for the Design of Optimum Diplexers / Electronic Defense Laboratories, Prepared for the U.S. Army Electronics Research and Development Laboratory. 1964

[Xil20] Xilinx: *Zynq UltraScale+ RFSoC*. `https://www.xilinx.com/products/silicon-devices/soc/rfsoc.html`. Version: Oktober 2020

[YZ11] Yang, J.; Zhang, Y.: Alternating Direction Algorithms for ℓ_1-Problems in Compressive Sensing. In: *SIAM Journal on Scientific Computing* 33 (2011), Februar, Nr. 1, S. 250–278

[Zha09] Zhang, Y.: *User's Guide for YALL1: Your ALgorithms for L1 Optimization*. `https://www.caam.rice.edu/~zhang/reports`

`/tr0917.pdf`. Version: 2009 (CAAM Technical Report TR09-17)

Eigene Veröffentlichungen

Patente

[1] **Nuss, B.**; Zwick, T.: *Signalverarbeitungsverfahren für ein Signalverarbeitungssystem und ein entsprechendes Signalverarbeitungssystem*. Patent DE 10 2019 001 770 B4, Patenterteilung veröffentlicht am 13. März 2021

Journalartikel

[2] Alabd, M. B.; **Nuss, B.**; Giroto de Oliveira, L.; Li, Y.; Diewald, A.; Zwick, T.: Preamble-based Synchronization for Communication-assisted Chirp Sequence Radar. In: *Progress In Electromagnetics Research (PIER) C (eingereicht)* (2022)

[3] Diewald, A.; **Nuss, B.**; Pauli, M.; Zwick, T.: Arbitrary Angle of Arrival in Radar Target Simulation. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 70 (2022), Nr. 1, S. 513–520

[4] Giroto de Oliveira, L.; Bekker, E.; Bhutani, A.; Diewald, A.; **Nuss, B.**; Antes, T.; Zwick, T.: Doppler Shift Tolerance of Accumulation and Outer Coding in MIMO-PMCW Radar. In: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 32 (2022), Nr. 3, S. 257–260

[5] Giroto de Oliveira, L.; **Nuss, B.**; Alabd, M. B.; Diewald, A.; Pauli, M.; Zwick, T.: Joint Radar-Communication Systems: Modulation Schemes and System Design. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 70 (2022), Nr. 3, S. 1521–1551

[6] Mahler, T.; Kowalewski, J.; **Nuss, B.**; Richt, C.; Mayer, J.; Zwick, T.: Channel Measurement Based Antenna Synthesis for Mobile Automotive MIMO Communication Systems. In: *Progress In Electromagnetics Research (PIER) B* 72 (2016), Nr. 1, S. 1–16

[7] **Nuss, B.**; Giroto de Oliveira, L.; Zwick, T.: Frequency Comb MIMO OFDM Radar With Nonequidistant Subcarrier Interleaving. In: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 30 (2020), Nr. 12, S. 1209–1212

[8] **Nuss, B.**; Mayer, J.; Marahrens, S.; Zwick, T.: Frequency Comb OFDM Radar System With High Range Resolution and Low Sampling Rate. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 68 (2020), Nr. 9, S. 3861–3871

[9] Sit, Y. L.; **Nuss, B.**; Zwick, T.: On Mutual Interference Cancellation in a MIMO OFDM Multiuser Radar-Communication Network. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 67 (2018), Nr. 4, S. 3339–3348

Konferenzbeiträge

[10] Abadpour, S.; Diewald, A.; **Nuss, B.**; Pauli, M.; Zwick, T.: Extraction of Scattering Centers Using a Greedy Algorithm for Traffic Participants. In: *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2020, S. 1–5

[11] Alabd, M. B.; Giroto de Oliveira, L.; **Nuss, B.**; Wiesbeck, W.; Zwick, T.: Time-Frequency Shift Modulation for Chirp Sequence based Radar Communications. In: *2020 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*, 2020, S. 1–4

[12] Alabd, M. B.; **Nuss, B.**; Winkler, C.; Zwick, T.: Partial Chirp Modulation Technique for Chirp Sequence based Radar Communications. In: *2019 16th European Radar Conference (EuRAD)*, 2019, S. 173–176

[13] Diewald, A.; Antes, T.; **Nuss, B.**; Pauli, M.; Zwick, T.: Range Doppler Migration Synthesis for Realistic Radar Target Simulation. In: *2021 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNeT)*, 2021, S. 56–58

[14] Giroto de Oliveira, L.; Alabd, M. B.; **Nuss, B.**; Zwick, T.: An OCDM Radar-Communication System. In: *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2020, S. 1–5

[15] Giroto de Oliveira, L.; Alabd, M. B.; **Nuss, B.**; Zwick, T.: Range Association and Fusion in a Network of Single-Channel Monostatic OFDM Radars. In: *2020 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*, 2020, S. 1–4

[16] Giroto de Oliveira, L.; **Nuss, B.**; Alabd, M. B.; Li, Y.; Yu, L.; Zwick, T.: MIMO-OCDM-based Joint Radar Sensing and Communication. In: *2021 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2021, S. 1–5

[17] Mayer, J.; Matter, L.; **Nuss, B.**; Kowalewski, J.; Zwick, T.: Conformal Antennas for a Wide View Angle in Automotive Radar. In: *2019 12th German Microwave Conference (GeMiC)*, 2019, S. 119–122

[18] Mayer, J.; **Nuss, B.**; Kowalewski, J.; Zwick, T.: Angular Resolution Estimation for Conformal Radar Antenna Arrays. In: *2018 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*, 2018, S. 1–4

[19] **Nuss, B.**; Diewald, A.; Schoepfel, J.; Martini, D.; Pohl, N.; Zwick, T.: 76 GHz OFDM Radar Demonstrator with Real-Time Processing for Automotive Applications. In: *2020 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*, 2020, S. 1–4

[20] **Nuss, B.**; Fink, J.; Jondral, F.: Cost Efficient Frequency Hopping Radar Waveform for Range and Doppler Estimation. In: *2016 17th International Radar Symposium (IRS)*, 2016, S. 1–4

[21] **Nuss, B.**; Mayer, J.; Zwick, T.: Limitations of MIMO and Multi-User Access for OFDM Radar in Automotive Applications. In: *2018 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*, 2018, S. 1–4

[22] **Nuss, B.**; Giroto de Oliveira, L.; Zwick, T.: Effects and Countermeasures at High Velocities for the Frequency Comb OFDM Radar Scheme. In: *2021 European Radar Conference (EuRAD) (akzeptiert)*, 2022, S. 1–4

[23] **Nuss, B.**; Sit, Y. L.; Fennel, M.; Mayer, J.; Mahler, T.; Zwick, T.: MIMO OFDM Radar System for Drone Detection. In: *2017 18th International Radar Symposium (IRS)*, 2017, S. 1–9

[24] **Nuss, B.**; Sit, Y. L.; Zwick, T.: 3D Radar Image Fusion using OFDM-based MIMO Radar. In: *2016 German Microwave Conference (GeMiC)*, 2016, S. 209–212

[25] **Nuss, B.**; Sit, Y. L.; Zwick, T.: A Novel Technique for Interference Mitigation in OFDM Radar using Compressed Sensing. In: *2017 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*, 2017, S. 143–146

[26] **Nuss, B.**; Zwick, T.: A Novel Interference Mitigation Technique for MIMO OFDM Radar using Compressed Sensing. In: *2017 European Radar Conference (EuRAD)*, 2017, S. 98–101

[27] Quint, A.; **Nuss, B.**; Diewald, A.; Zwick, T.: Frequency Comb Generation for High Range Resolution OFDM Radar. In: *2021 European Radar Conference (EuRAD) (akzeptiert)*, 2022, S. 1–4

[28] Sit, Y. L.; **Nuss, B.**; Basak, S.; Orzol, M.; Wiesbeck, W.; Zwick, T.: Real-Time 2D+velocity Localization Measurement of a Simultaneous-Transmit OFDM MIMO Radar using Software Defined Radios. In: *2016 European Radar Conference (EuRAD)*, 2016, S. 21–24

[29] Sit, Y. L.; **Nuss, B.**; Basak, S.; Orzol, M.; Zwick, T.: Demonstration of Interference Cancellation in a Multiple-User Access OFDM MIMO Radar-Communication Network using USRPs. In: *2016 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*, 2016, S. 1–4

Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH)
(ISSN 0942-2935)

Die Bände 1 (1992) bis 55 (2008) der Schriftenreihe können über das Institut Hochfrequenztechnik und Elektronik bestellt werden (https://www.ihe.kit.edu).

Fortführung als:

Karlsruher Forschungsberichte aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik
(ISSN 1868-4696)

Band 55 Sandra Knörzer
Funkkanalmodellierung für OFDM-Kommunikationssysteme bei Hochgeschwindigkeitszügen
ISBN 978-3-86644-361-7

Band 56 Thomas Fügen
Richtungsaufgelöste Kanalmodellierung und Systemstudien für Mehrantennensysteme in urbanen Gebieten
ISBN 978-3-86644-420-1

Band 57 Elena Pancera
Strategies for Time Domain Characterization of UWB Components and Systems
ISBN 978-3-86644-417-1

Band 58 Jens Timmermann
Systemanalyse und Optimierung der Ultrabreitband-Übertragung
ISBN 978-3-86644-460-7

Band 59 Juan Pontes
Analysis and Design of Multiple Element Antennas for Urban Communication
ISBN 978-3-86644-513-0

Band 60 Andreas Lambrecht
True-Time-Delay Beamforming für ultrabreitbandige Systeme hoher Leistung
ISBN 978-3-86644-522-2

Band 61 Grzegorz Adamiuk
Methoden zur Realisierung von dual-orthogonal, linear polarisierten Antennen für die UWB-Technik
ISBN 978-3-86644-573-4

Band 62 Jutta Kühn
AlGaN/GaN-HEMT Power Amplifiers with Optimized Power-Added Efficiency for X-Band Applications
ISBN 978-3-86644-615-1

Band 63 Małgorzata Janson
Hybride Funkkanalmodellierung für ultrabreitbandige MIMO-Systeme
ISBN 978-3-86644-639-7

Band 64 Mario Pauli
Dekontaminierung verseuchter Böden durch Mikrowellenheizung
ISBN 978-3-86644-696-0

Band 65 Thorsten Kayser
Feldtheoretische Modellierung der Materialprozessierung mit Mikrowellen im Durchlaufbetrieb
ISBN 978-3-86644-719-6

Band 66 Christian Andreas Sturm
Gemeinsame Realisierung von Radar-Sensorik und Funkkommunikation mit OFDM-Signalen
ISBN 978-3-86644-879-7

Band 67 Huaming Wu
Motion Compensation for Near-Range Synthetic Aperture Radar Applications
ISBN 978-3-86644-906-0

Band 68 Friederike Brendel
Millimeter-Wave Radio-over-Fiber Links based on Mode-Locked Laser Diodes
ISBN 978-3-86644-986-2

Band 69 Lars Reichardt
Methodik für den Entwurf von kapazitätsoptimierten Mehrantennensystemen am Fahrzeug
ISBN 978-3-7315-0047-6

Band 70 Stefan Beer
Methoden und Techniken zur Integration von 122 GHz Antennen in miniaturisierte Radarsensoren
ISBN 978-3-7315-0051-3

Band 71 Łukasz Zwirełło
Realization Limits of Impulse-Radio UWB Indoor Localization Systems
ISBN 978-3-7315-0114-5

Band 72 Xuyang Li
Body Matched Antennas for Microwave Medical Applications
ISBN 978-3-7315-0147-3

Band 73 Sebastian Diebold
Transistor- und Leitungsmodellierung zum Entwurf von monolithisch integrierten Leistungsverstärkern für den hohen Millimeterwellen-Frequenzbereich
ISBN 978-3-7315-0161-9

Band 74 Christian Rusch
Integrierte, planare Leckwellenantennen für 3D-Millimeterwellen-Radarsysteme basierend auf dem holografischen Prinzip
ISBN 978-3-7315-0234-0

Band 75 Marlene Harter
Dreidimensional bildgebendes Radarsystem mit digitaler Strahlformung für industrielle Anwendungen
ISBN 978-3-7315-0249-4

Band 76 Michael A. Baldauf
Abhängigkeit der Exposition von der Zellgröße beim Mobilfunk unter Gewährleistung der Versorgung
ISBN 978-3-7315-0308-8

Band 77 Alicja Ossowska
Highly Resolved Synthetic Aperture Radar with Beam Steering
ISBN 978-3-7315-0315-6

Band 78 Małgorzata Dominika Brzeska
RF Modelling and Characterization of Tyre Pressure Sensors and Vehicle Access Systems
ISBN 978-3-7315-0348-4

Band 79 Ulrich Lewark
Aktive Frequenzvervielfacher zur Signalerzeugung im Millimeter- und Submillimeterwellen Frequenzbereich
ISBN 978-3-7315-0354-5

Band 80 Kai-Philipp Walter Pahl
Distributed Transformers for Broadband Monolithic Millimeter-Wave Integrated Power Amplifiers
ISBN 978-3-7315-0409-2

Band 81 Serdal Ayhan
Hochgenaue radarbasierte Abstandsmessung mit geführter Wellenausbreitung
ISBN 978-3-7315-0433-7

Band 82 Yoke Leen Sit
MIMO OFDM Radar-Communication System with Mutual Interference Cancellation
ISBN 978-3-7315-0599-0

Band 83 Steffen Scherr
FMCW-Radarsignalverarbeitung zur Entfernungsmessung mit hoher Genauigkeit
ISBN 978-3-7315-0607-2

Band 84 Tom Schipper
Modellbasierte Analyse des Interferenzverhaltens von Kfz-Radaren
ISBN 978-3-7315-0639-3

Band 85 Malyhe Jalilvand
Application-Specific Broadband Antennas for Microwave Medical Imaging
ISBN 978-3-7315-0664-5

Band 86 Benjamin Göttel
Millimeterwellen On-Chip Antennensysteme für die Integration in SoC Applikationen
ISBN 978-3-7315-0667-6

Band 87 Christian Arnold
Im Orbit einstellbare Ausgangsfilter und -multiplexer
ISBN 978-3-7315-0722-2

Band 88 Tobias Mahler
Synthese kapazitätsoptimierter Antennensysteme mit messtechnischer Verifikation
ISBN 978-3-7315-0737-6

Band 89 Daniel Müller
RF Probe-Induced On-Wafer Measurement Errors in the Millimeter-Wave Frequency Range
ISBN 978-3-7315-0822-9

Band 90 Tristan Visentin
Polarimetric Radar for Automotive Applications
ISBN 978-3-7315-0888-5

Band 91 Christian von Vangerow
Entwurf und Modellierung von Breitbandverstärkern mit variablem Gewinn in SiGe BiCMOS Technologien
ISBN 978-3-7315-0910-3

Band 92 Mekdes Girma
Concepts for Short Range Millimeter-wave Miniaturized Radar Systems with Built-in Self-Test
ISBN 978-3-7315-0938-7

Band 93 Akanksha Bhutani
Low Temperature Co-fired Ceramics for System-in-Package Applications at 122 GHz
ISBN 978-3-7315-0945-5

Band 94 Jochen Schäfer
Oberflächenwellenerzeuger für Millimeterwellen-Leckwellenantennen
ISBN 978-3-7315-0962-2

Band 95 Jerzy Kowalewski
Capacity Enhancement by Pattern-Reconfigurable Multiple Antenna Systems in Vehicular Applications
ISBN 978-3-7315-0997-4

Band 96 Christian Weber
Verfahren zur automatischen Spektralanalyse für die Optimierung drahtloser Kommunikation und Sensorik
ISBN 978-3-7315-1014-7

Band 97 Florian Boes
Breitbandige Frequenzweichen für die Parallelisierung von Millimeterwellen-Messtechnik
ISBN 978-3-7315-1078-9

Band 98 Jonathan Mayer
Kapazitiv gekoppelte Streifenleitungsantennen für Millimeterwellenanwendungen
ISBN 978-3-7315-1111-3

Die Bände sind unter www.ksp.kit.edu als PDF frei verfügbar oder als Druckausgabe bestellbar.

Band 99 Benjamin Nuß
Frequenzkamm-basiertes breitbandiges MIMO-OFDM-Radar
ISBN 978-3-7315-1203-5

Karlsruher Forschungsberichte aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick
Prof. Dr. Ing. Ahmet Cagri Ulusoy

In den vergangenen Jahren hat OFDM im Radarbereich immer mehr an Bedeutung gewonnen. Ein Nachteil ist jedoch die Notwendigkeit hoher Abtastraten, weshalb das Frequency-Comb-OFDM-Radar-Verfahren genau an diesem Punkt ansetzt. Mit dessen Hilfe kann die Signalbandbreite vergrößert werden, ohne gleichzeitig die Abtastraten erhöhen zu müssen. Hierdurch kann trotz eines Verzichts auf schnelle Wandler eine hohe Entfernungsauflösung erreicht werden. Sendeseitig wird dafür ein schmalbandiges OFDM-Signal mit einem Frequenzkamm hochgemischt, sodass im Ergebnis eine große Bandbreite abgedeckt wird. Im Empfänger wird das Signal mit einem zweiten Kamm heruntergemischt, wodurch die Teilspektren so ineinander verschachtelt werden, dass alle Informationen in einem schmalen Frequenzband enthalten sind. Hieraus kann schließlich das breitbandige Spektrum digital rekonstruiert werden.

Benjamin Nuß schloss sein Studium der Elektro- und Informationstechnik am Karlsruher Institut für Technologie (KIT) im Jahr 2015 als Master of Science ab. Im selben Jahr begann er seine Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik des KIT. Der Schwerpunkt seiner Forschung liegt auf dem Gebiet der digitalen Radarsysteme, insbesondere bei MIMO-OFDM-Radaren.

ISBN 978-3-7315-1203-5

9 783731 512035

ISSN 1868-4696
ISBN 978-3-7315-1203-5

Gedruckt auf FSC-zertifiziertem Papier